

PATENT
2936-0201P

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: KITANO, Saburou Conf.:
Appl. No.: New Group:
Filed: October 30, 2003 Examiner:
For: SWITCHING POWER SUPPLY APPARATUS

L E T T E R

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

October 30, 2003

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

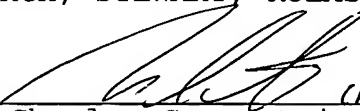
<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
JAPAN	2002-319572	November 1, 2002

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 02-2448 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

BY  (reg. # 40,417)
for Charles Gorenstein, #29,271

CG/cqc
2936-0201P

P.O. Box 747
Falls Church, VA 22040-0747
(703) 205-8000

Attachment(s)

BSLB 703-205-8000
2936-0201P
Kitan@
Oct. 30, 2003
10/1

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年11月 1日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-319572

[ST.10/C]:

[JP2002-319572]

出 願 人

Applicant(s):

シャープ株式会社

2003年 6月24日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎

出証番号 出証特2003-3049769

【書類名】 特許願

【整理番号】 02J03033

【提出日】 平成14年11月 1日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 3/28

【発明の名称】 スイッチング電源装置

【請求項の数】 11

【発明者】

 【住所又は居所】 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

 【氏名】 北野 三郎

【特許出願人】

 【識別番号】 000005049

 【氏名又は名称】 シャープ株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100085501

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 佐野 静夫

【選任した代理人】

 【識別番号】 100111811

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 山田 茂樹

【選任した代理人】

 【識別番号】 100121256

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 小寺 淳一

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 024969

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 12

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0208726

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を検波整流・平滑化して得た直流電圧を出力するスイッチング電源装置において、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記主スイッチング素子を制御するスイッチング制御回路に一定の電流を流す定電流回路を設けたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】 商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流・平滑化回路により検波整流・平滑化し、該検波整流・平滑化して得た直流電圧を、正極性出力端子および負極性出力端子を介して出力するスイッチング電源装置において、前記正極性出力端子と負極性出力端子間の電圧を検出する出力電圧検出回路と、該出力電圧検出回路からの検出情報に基づいて前記主スイッチング素子のスイッチング動作を制御するスイッチング制御回路と、定常動作時に前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間の出力電圧に概略比例した電圧を誘起する前記トランスの補助巻線の誘起電圧を検波整流・平滑化して前記スイッチング制御回路に動作電源として供給する定常動作電源供給回路を備え、更に、起動時に前記直流電源または前記商用交流電源からの電流を入力して一定電流の起動電流を前記スイッチング制御回路に供給する定電流回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 3】 商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動

作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流・平滑化回路により検波整流・平滑化し、該検波整流・平滑化して得た直流電圧を、正極性出力端子および負極性出力端子を介して出力するスイッチング電源装置において、前記正極性出力端子と負極性出力端子間の電圧を検出する出力電圧検出回路と、該出力電圧検出回路からの検出情報に基づいて前記主スイッチング素子のスイッチング動作を制御するスイッチング制御回路と、正極性出力ライン上または負極性出力ライン上に備えられ該正極性出力ラインおよび負極性出力ラインに過電流が流れた時に前記出力電圧検出回路の両端を短絡する電流検出回路と、定常動作時に前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間の出力電圧に概略比例した電圧を誘起する前記トランスの補助巻線の誘起電圧を検波整流・平滑化して前記スイッチング制御回路に動作電源として供給する定常動作電源供給回路を備え、更に、起動時に前記直流電源または前記商用交流電源からの電流を入力して一定電流の起動電流を前記スイッチング制御回路に供給する定電流回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 4】 前記電圧検出回路からの検出情報は、正極性出力ラインと負極性出力ライン間に前記電圧検出回路と直列に接続されたフォトカプラのフォトダイオードと、前記スイッチング制御回路に接続された前記フォトカプラのフォトトランジスタとを介して前記スイッチング制御回路に伝送されることを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 5】 前記定電流回路は、前記正極性電源供給ラインと前記負極性電源供給ライン間に接続された抵抗とツェナーダイオードとの直列回路と、前記抵抗とツェナーダイオードとの接続点に接続され前記スイッチング制御回路に起動電流を供給する抵抗とを備えたことを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】 前記定電流回路は、一端が前記正極性電源供給ラインに接続されたバイアス抵抗とツェナーダイオードとの直列回路と、ベースが前記バイアス抵抗と前記ツェナーダイオードとの接続点に接続され、コレクタが前記正極性電源ラインに接続され、エミッタがエミッタ抵抗を介して前記ツェナーダイオードの一端に接続されたトランジスタとを備え、前記トランジスタのエミッタから前

記エミッタ抵抗を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給するように構成したことを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 7】 前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記商用交流電源の一端から前記定電流回路と逆流防止用ダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給するように構成したことを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 8】 前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記商用交流電源の一端から前記定電流回路と逆流防止用ダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給する構成とし、前記定電流回路と前記逆流防止用ダイオードとの接続点の電圧を検出して該電圧を駆動信号として前記スイッチング制御回路の発振周波数を変化させる発振周波数変化回路を備えたことを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 9】 前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記商用交流電源の両端に直列接続された複数の放電抵抗の接続点から前記定電流回路と逆流防止用ダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給するように構成したことを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 10】 前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記定電流回路は、前記商用交流電源の両端に直列接続された複数の放電抵抗の接続点と前記負極性電源供給ライン間に接続された複数の抵抗とツェナーダイオードとから成る直列回路を備え、前記抵抗と前記ツェナーダイオードとの接続点と前記スイッチング制御回路の動作電源間には、抵抗と逆流防止用ダイオードとから成る直列回路が接続され、前記発振周波数変化回路は、前記複数の抵抗間の接続点と前記負極性電源供給ライン間に接続されたコンデンサにより作成されたパラボラ状の

電圧を駆動信号として前記スイッチング制御回路の発振周波数を変化させることを特徴とする請求項 8 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 1 1】 前記電圧検出回路からの検出情報は、正極性出力ラインと負極性出力ライン間に前記電圧検出回路と直列に接続されたフォトカプラのフォトダイオードと、前記スイッチング制御回路に接続された前記フォトカプラのフォトトランジスタとを介して前記スイッチング制御回路に伝送され、前記スイッチング制御回路は、負荷短絡時に前記フォトトランジスタの電流減少を検知することにより、前記主スイッチング素子のスイッチング動作を停止させることを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は電子機器の直流電源として用いられるスイッチング電源装置に関し、特に、過大な出力電流に対して本電源装置を保護するための過電流保護回路を備えたスイッチング電源装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

従来からスイッチング電源装置においては、例えば、出力端子が短絡されると過大な出力電流が流れることにより、このスイッチング電源装置の破壊に至る事故を防止するため、過電流保護回路が設けられている。

【0 0 0 3】

この過電流保護回路による過電流保護の考え方に関しては、スイッチング電源装置が所定の過電流状態に至るとスイッチング動作を停止させ、ただ単に過電流状態を解除してもスイッチング動作を再開せず、スイッチング電源装置への入力電源を一旦オフした後、再度、入力電源をオンすることによりスイッチング電源装置のスイッチング動作を再開させることができるシャットダウン方式と、ただ単に過電流保護状態を解除することにより、スイッチング電源装置のスイッチング動作を再開させることができる自動復帰方式とがあり、スイッチング電源装置の設計時に、これらの何れの方式を採用するかについては、スイッチング電源装

置から電源供給を受ける電子機器の特性および使用者の選択次第により決定される。

【 0 0 0 4 】

図 1 0 は、自動復帰方式を採用した従来のスイッチング電源装置の回路図である。図 1 0 において、図示しない商用交流電源が交流電源入力端子 1, 2 に接続され、交流電源入力端子 1, 2 間には、コンデンサ 3 a とラインフィルタコイル 3 b とコンデンサ 3 c から成るフィルタ 3 を介してダイオード 4 a, 4 b, 4 c, 4 d から成るブリッジ整流回路 4 が接続されている。また、フィルタ 3 とブリッジ整流回路 4 間を接続するライン L 1 とライン L 2 間には放電抵抗 3 1 が接続されている。

【 0 0 0 5 】

ブリッジ整流回路 4 の出力端に接続される正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間には、コンデンサ 5 と、トランス 6 の一次巻線 6 a および F E T 7 (主スイッチング素子) の直列回路と、抵抗 1 5 およびコンデンサ 1 7 の直列回路とが接続されている。トランス 6 の補助巻線 6 c の一端は、ダイオード 1 6 を介して抵抗 1 5 とコンデンサ 1 7 との接続点に接続され、その補助巻線 6 c の他端はライン L 4 に接続されている。

【 0 0 0 6 】

スイッチング制御回路 1 4 では、+電源入力端子がダイオード 1 6 のカソードに、-電源入力端子が負極性電源供給ライン L 4 に、フィードバック入力端子がフォトカプラ 1 3 のフォトトランジスタ 1 3 b のコレクタに、出力端子が F E T 7 のゲートにそれぞれ接続されている。

【 0 0 0 7 】

トランス 6 の二次巻線 6 b の一端はダイオード 8 を介して正極性出力ライン L 5 に接続され、その他端は負極性出力ライン L 6 に接続されている。正極性出力ライン L 5 と負極性出力ライン L 6 間には、コンデンサ 9 と、フォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a と抵抗 1 2 b とシャントレギュレータ 1 2 a との直列回路と、抵抗 1 2 d と抵抗 1 2 c との直列回路とが接続されている。抵抗 1 2 d と抵抗 1 2 c との接続点はシャントレギュレータ 1 2 a のリファレンス端子に接

続されている。シャントレギュレータ 1 2 a、抵抗 1 2 b、抵抗 1 2 c、および抵抗 1 2 d により出力電圧検出回路 1 2 が構成されている。

【 0 0 0 8 】

正極性出力ライン L 5 には正極性出力端子 1 0 が接続され、負極性出力ライン L 6 には出力電流検出回路 1 8 を介して負極性出力端子 1 1 が接続されている。出力電流検出回路 1 8 の制御端子は、フォトダイオード 1 3 a と抵抗 1 2 b との接続点に接続されている。なお、出力電流検出回路 1 8 は、正極性出力ライン L 5 と正極性出力端子 1 0 との間に設けても良い。

【 0 0 0 9 】

次に、この従来のスイッチング電源装置の動作について説明する。図示しない商用交流電源が交流電源入力端子 1, 2 に入力され、フィルタ 3 を介してブリッジ整流回路 4 に供給されて整流される。この整流された電圧はコンデンサ 5 により平滑化されて直流電圧となり、この直流電圧は本スイッチング電源装置のメインとなる回路部の動作電源として正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 に供給される。

【 0 0 1 0 】

正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間に供給された直流電圧によりスイッチング制御回路 1 4 が動作し、F E T 7 をスイッチング動作させる。これにより、トランス 6 の二次巻線 6 b には高周波電圧が誘起され、この高周波電圧はダイオード 8 とコンデンサ 9 により整流・平滑化されて直流電圧となり、この直流電圧は正極性出力端子 1 0 および負極性出力端子 1 1 を介して図示しない負荷の電子機器に供給される。

【 0 0 1 1 】

正極性出力ライン L 5 と負極性出力ライン L 6 間の電圧は、抵抗 1 2 d と抵抗 1 2 c との直列接続より成る電圧分割回路により分圧され、シャントレギュレータ 1 2 a のリファレンス端子にリファレンス電圧として入力される。これによりシャントレギュレータ 1 2 a は、その内部に予め設定された基準電圧と、リファレンス端子に入力されたリファレンス電圧とを比較し、この比較結果に応じた電流をフォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a に流し、フォトダイオード 1 3

a を発光させる。

【 0 0 1 2 】

このフォトダイオード 1 3 a からの光を受けたフォトカプラ 1 3 のフォトトランジスタ 1 3 b は、前記比較結果に相当する電圧をフィードバック信号としてスイッチング制御回路 1 4 のフィードバック端子に与える。そして、スイッチング制御回路 1 4 は、与えられたフィードバック信号に従って F E T 7 をスイッチング制御し、本スイッチング電源装置の出力電圧を安定化する。

【 0 0 1 3 】

また、スイッチング制御回路 1 4 は、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時においては、コンデンサ 5 の正極から起動用の抵抗 1 5 を介して供給される電流により動作を開始し、定常動作状態においては、主としてトランス 6 の補助巻線 6 c に誘起する電圧をダイオード 1 6 およびコンデンサ 1 7 により整流・平滑化することにより作成された直流電源により動作する。

【 0 0 1 4 】

負極性出力ライン L 6 と負極性出力端子 1 1 間に接続された出力電流検出回路 1 8 は、その内部に予め設定された基準電流値（本スイッチング電源装置の出力電流制限値）と、負極性出力ライン L 6 上の電流値とを比較し、負極性出力ライン L 6 上の電流値の方が前記基準電流値よりも大きい場合、フォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a のカソードと負極性出力ライン L 6 間を短絡状態にするため、フォトダイオード 1 3 a の電流が増加する。なお、出力電流検出回路 1 8 が正極性出力ライン L 5 と正極性出力端子 1 0 間に接続されている場合は、前記基準電流値と正極性出力ライン上の電流値とが比較される。

【 0 0 1 5 】

この電流増加の情報がフィードバック信号としてフォトトランジスタ 1 3 b を介してスイッチング制御回路 1 4 に与えられると、スイッチング制御回路 1 4 は本スイッチング電源装置の出力電圧が大きく上昇したものとして認識し、本スイッチング電源装置の出力電力が低減する方向に F E T 7 のスイッチング動作を制御する。

【 0 0 1 6 】

図 1 1 は本スイッチング電源装置の立ち上げ時の動作を説明するための電圧波形図である。この電圧波形図を用いて本スイッチング電源装置の立ち上げ時の動作について説明する。

【 0 0 1 7 】

図 1 1 に示すタイミング T 0 で、本スイッチング電源装置の交流電源入力端子 1, 2 間に商用交流電源が接続されると、コンデンサ 5 の正極から起動用の抵抗 1 5 を介してコンデンサ 1 7 に起動電流が供給され、図 1 1 (a) に示すようにコンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} が徐々に上昇する。やがて充電電圧 V_{cc} がタイミング T 1 でスイッチング制御回路 1 4 の動作開始電圧に到達すると、スイッチング制御回路 1 4 は F E T 7 に駆動信号の供給を開始することにより、本スイッチング電源装置が立ち上げを開始し、本スイッチング電源装置の出力電圧 V_o (出力端子 1 0, 1 1 間の電圧) が、図 1 1 (b) に示すように上昇を開始し、タイミング T 3 で本スイッチング電源装置の所定の出力電圧に到達する。

【 0 0 1 8 】

タイミング T 1 以後、図 1 1 (c) に示すように、トランス 6 の補助巻線 6 c に誘起電圧が発生し、この誘起電圧の正極性方向の電圧レベルは、本スイッチング電源装置の出力電圧に比例して上昇し、タイミング T 2 で充電電圧 V_{cc} の電圧レベルと同一レベルに到達すると、前記誘起電圧がダイオード 1 6 により検波整流されることにより作成された電流が、コンデンサ 1 7 に流入し、充電電圧 V_{cc} は図 1 1 (a) に示すように上昇に転じ、タイミング T 3 以後、本スイッチング電源装置の所定の出力電圧に到達すると、該出力電圧に比例した一定電圧に安定する。

【 0 0 1 9 】

なお、充電電圧 V_{cc} は、図 1 1 (a) に示すように、タイミング T 0 からタイミング T 1 の期間において、スイッチング制御回路 1 4 が非動作状態のため、該スイッチング制御回路 1 4 の消費電流が少なく、起動用の抵抗 1 5 を介して供給される電流により上昇するが、タイミング T 1 でスイッチング制御回路 1 4 が動作を開始すると、スイッチング制御回路 1 4 の消費電流が起動用の抵抗 1 5 を介して供給される電流よりも大きくなるため下降に転じ、タイミング T 2 にて再

度上昇すると言う経過を辿る。

【 0 0 2 0 】

したがって、タイミング T 1 からタイミング T 3 の期間において、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} がスイッチング制御回路 1 4 の動作下限電圧以下に降下しないように、コンデンサ 1 7 の容量を充分大きな値に設定しておく必要がある。

【 0 0 2 1 】

図 1 2 は本スイッチング電源装置における過電流保護の動作を説明するための電圧波形図である。この電圧波形図を用いて本スイッチング電源装置における過電流保護の動作について説明する。

【 0 0 2 2 】

例えば、本スイッチング電源装置の定常動作中において、図 1 2 に示すタイミング t_0 で、本スイッチング電源装置に接続されている負荷の電子機器の故障などの要因により、出力端子 1 0, 1 1 間が短絡されると、図 1 2 (b) に示すように本スイッチング電源装置の出力電圧が急峻に降下し、正極性出力ライン L 5 および負極性出力ライン L 6 に強大な電流が流れる。

【 0 0 2 3 】

この強大な電流を検出した出力電流検出回路 1 8 は、フォトダイオード 1 3 a のカソードと負極性出力ライン L 6 間を短絡状態にする。これにより、フォトダイオード 1 3 a の電流が増加し、この電流増加の情報がフィードバック信号としてフォトリランジスタ 1 3 b を介してスイッチング制御回路 1 4 に与えられる。

【 0 0 2 4 】

したがって、スイッチング制御回路 1 4 は、本スイッチング電源装置の出力電圧が上昇したものとして認識し、本スイッチング電源装置の出力電力が低減する方向に F E T 7 のスイッチング動作を制御するが、後述するようにタイミング t_1 までの期間は、完全にスイッチング動作が停止しない。

【 0 0 2 5 】

即ち、タイミング $t_0 \sim t_1$ の期間において、正極性出力ライン L 5 とフォトダイオード 1 3 a のアノードとの接続点と、負極性出力ライン L 6 上の出力電流検出回路 1 8 の装着点との間の電圧が降下すると、フォトダイオード 1 3 a およ

びフォトトランジスタ 1 3 b に流れる電流が減少し、スイッチング制御回路 1 4 が、この電流減少に見合った分、本スイッチング電源装置の出力電力が増加する方向に F E T 7 をスイッチング制御する。

【 0 0 2 6 】

また、正極性出力ライン L 5 とフォトダイオード 1 3 a のアノードとの接続点と、負極性出力ライン L 6 上の出力電流検出回路 1 8 の装着点との間の電圧が上昇すると、フォトダイオード 1 3 a およびフォトトランジスタ 1 3 b に流れる電流が増加し、スイッチング制御回路 1 4 が、この電流増加に見合った分、本スイッチング電源装置の出力電力が減少する方向に F E T 7 をスイッチング制御するという関係があり、本スイッチング電源装置は、これらの相反する要因がバランスするレベルの電力を出力することになる。

【 0 0 2 7 】

また、タイミング t 0 ～ t 1 の期間において、前述の通りトランス 6 の補助巻線 6 c に発生する誘起電圧の正極性方向の電圧レベルは、本スイッチング電源装置の出力電圧に比例する関係にあるため、誘起電圧の正極性方向の電圧レベルが低く、ダイオード 1 6 を介してコンデンサ 1 7 に電流を供給しない。

【 0 0 2 8 】

したがって、起動用の抵抗 1 5 を介して供給される起動電流がスイッチング制御回路 1 4 の消費電流よりも少ないため、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V c c が徐々に降下し、タイミング t 1 でスイッチング制御回路 1 4 の動作下限電圧のレベルまで降下すると、スイッチング制御回路 1 4 が動作を停止するため、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が停止する。

【 0 0 2 9 】

次のタイミング t 1 ～ t 2 の期間において、スイッチング制御回路 1 4 の動作が停止しているため、スイッチング制御回路 1 4 の消費電力が少なく、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V c c は起動用の抵抗 1 5 を介して供給される起動電流により図 1 2 (a) に示すように徐々に上昇し、タイミング t 2 でスイッチング制御回路 1 4 の動作開始電圧に到達すると、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が再開する。

【 0 0 3 0 】

なお、このタイミング $t_1 \sim t_2$ の期間において、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が停止しているため、図 1 2 (b) , (c) に示すように、本スイッチング電源装置の出力電圧は零であり、トランス 6 の補助巻線 6 c に誘起電圧が発生しないため、ダイオード 1 6 を介してコンデンサ 1 7 には電流が供給されない。

【 0 0 3 1 】

また、タイミング $t_2 \sim t_3$ の期間において、前述のタイミング $t_0 \sim t_1$ と同様に本スイッチング電源装置は、低出力ながらも一定電力を送出する制御がかかり、トランス 6 の補助巻線 6 c に発生する誘起電圧の正極性方向の電圧レベルが低く、ダイオード 1 6 を介してコンデンサ 1 7 に電流を供給しないため、起動用の抵抗 1 5 を介して供給される起動電流がスイッチング制御回路 1 4 の消費電流よりも少ないため、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} が徐々に降下し、タイミング t_3 でスイッチング制御回路 1 4 の動作下限電圧のレベルまで降下すると、スイッチング制御回路 1 4 が動作を停止するため、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が停止する。

【 0 0 3 2 】

そしてタイミング t_3 以後、本スイッチング電源装置の正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 が短絡され続けられている限りにおいて、前述のタイミング $t_1 \sim t_3$ の期間の動作が繰り返される。

【 0 0 3 3 】

正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間の短絡状態が解除されると、出力電流検出回路 1 8 がフォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a のカソードと負極性出力ライン L 6 間の短絡状態を解除するため、前述のスイッチング動作期間（例えば、タイミング $t_2 \sim t_3$ 、ないしはタイミング $t_4 \sim t_5$ (t_5 は図示せず) のスイッチング動作期間およびそれに引き続いて発生する同様のスイッチング動作期間) に差し掛かった時、フォトトランジスタ 1 3 a に電圧検出回路 1 2 のシャントレギュレータ 1 2 a の電流のみが流れることになり、これにより本スイッチング電源装置の出力電圧安定化機能が働く定常動作に入る。

【 0 0 3 4 】

【特許文献 1】

特開平 1 0 - 3 0 4 6 5 8 号公報

【 0 0 3 5 】

【発明が解決しようとする課題】

以上説明したような従来技術のように、自動復帰方式の過電流保護回路を採用し、大容量の電源平滑用コンデンサ 1 7 を備えた従来のスイッチング電源装置において、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間に接続される負荷の電子機器が故障して正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡された場合などに、スイッチング電源装置には予め設定された過電流保護性能を超える出力電流が流れ、スイッチング電源装置が破損に至る危険性が発生すると言う問題点があった。

【 0 0 3 6 】

以下、このような問題点が発生する原因について説明する。この従来のスイッチング電源装置の立ち上げ開始時、例えば、図 1 1 に示すタイミング T 1 ~ T 2 の期間中にコンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} がスイッチング制御回路 1 4 の動作下限電圧以下に降下しないよう、コンデンサ 1 7 に十分に大きな容量のものを採用しなければならない。

【 0 0 3 7 】

さもないと、トランス 6 の補助巻線 6 c に誘起される正極性方向の電圧がスイッチング制御回路 1 4 の動作下限電圧以上に到達し、トランス 6 の補助巻線 6 c からダイオード 1 6 を介して供給される電流によりスイッチング制御回路 1 4 の継続動作が保証されるタイミング以前に、コンデンサ 1 7 の充電電圧がスイッチング制御回路 1 4 の動作下限電圧以下に降下し、立ち上げ動作の途中でスイッチング動作が停止することになる。

【 0 0 3 8 】

したがって、図示しない負荷側機器の電源入力端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量が大きい場合において、スイッチング電源装置が負荷側機器の電源入力端子間に接続されている電源平滑用コンデンサを充電するに要する

時間分、スイッチング電源装置の出力電圧の上昇速度が遅くなり、トランス 6 の補助巻線 6 c に発生する正極性方向の誘起電圧は、スイッチング電源装置の出力電圧に比例して上昇するため、該誘起電圧の上昇速度も遅くなる関係上、コンデンサ 1 7 に容量値の大きいものを選択採用し、スイッチング制御回路 1 4 がコンデンサ 1 7 の放電電流により動作する時間を伸長することにより、図示しない負荷側機器の電源入力端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量が大きい場合に対応することになる。

【 0 0 3 9 】

一方、スイッチング電源装置の立ち上げに要する時間を、機器の使用者が操作上の不便を感じることを無いように比較的短時間に設定する必要がある、この時間は主として起動用の抵抗 1 5 を介して供給される電流によりコンデンサ 1 7 の充電電圧が、スイッチング制御回路 1 4 の動作開始電圧に到達する時間（図 1 1 のタイミング T 0 ～ T 1 の期間）によって決定される。

【 0 0 4 0 】

したがって、コンデンサ 1 7 の容量を増加させると、必然的に起動用の抵抗 1 5 の抵抗値を小さくし、スイッチング電源装置の立ち上げに要する時間が所定の時間以下になるように設定することになる。

【 0 0 4 1 】

図 1 0 に示した従来のスイッチング電源装置は、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡された状態において、図 1 2 に示すタイミング t 1 ～ t 2 およびタイミング t 2 ～ t 3 間の動作を交互に繰り返す。この内、タイミング t 1 ～ t 2 の期間は、スイッチング動作が停止しているため、スイッチング電源装置は、ほとんど電力を消費しないが、タイミング t 2 ～ t 3 の期間は、スイッチング動作が行われ、前述した出力電力の増加と減少の相反する要因がバランスするレベルの電力を出力するのに要する分、電力を消費し、主としてダイオード 8 と F E T 7 を発熱させる。

【 0 0 4 2 】

特に、正極性出力ライン L 5 とフォトダイオード 1 3 a の接続点と、負極性出力ライン L 6 上の出力電流検出回路 1 8 を装着している点間の電圧は、少なくとも

もフォトダイオード 1 3 a の順方向電位降下以上の電圧となり、この電圧を正極性出力ライン L 5 および負極性出力ライン L 6 の抵抗値で割った電流が正極性出力ライン L 5 および負極性出力ライン L 6 に流れるが、その抵抗値は近似的に零オームに近いので、短絡状態になり、正極性出力ライン L 5 上のダイオード 8 に強大な電流が流れ、ダイオード 8 が著しく発熱することになる。

【 0 0 4 3 】

したがって、上述の短絡状態におけるスイッチング電源装置におけるスイッチング電源装置の消費電力を抑制、およびダイオード 8 などの熱破壊を防止するため、タイミング $t_1 \sim t_2$ の期間に対して、タイミング $t_2 \sim t_3$ の期間を短くする必要がある。

【 0 0 4 4 】

前述したように、起動用の抵抗 1 5 の抵抗値を小さくし、この抵抗 1 5 を介して供給される電流を増加させると、後述する理由によりタイミング $t_1 \sim t_2$ の期間に対するタイミング $t_2 \sim t_3$ の期間が長くなる傾向がある。

【 0 0 4 5 】

ここで、説明の都合上、コンデンサ 5 から抵抗 1 5 を介してコンデンサ 1 7 に電流 I_k が常に供給され、スイッチング動作期間（図 1 2 に示すタイミング $t_2 \sim t_3$ あるいはタイミング $t_4 \sim$ 図示しない t_5 の期間）にスイッチング制御回路 1 4 が消費する電流を I_s とし、計算を簡単にするためスイッチング非動作期間（図 1 2 に示すタイミング $t_1 \sim t_2$ あるいはタイミング $t_3 \sim t_4$ の期間）にスイッチング制御回路 1 4 が消費する電流を零アンペアとする。

【 0 0 4 6 】

またスイッチング制御回路 1 4 の動作開始電圧を E_h 、動作下限電圧を E_L 、コンデンサ 1 7 の容量値を C とすると、スイッチング動作期間 T_{on} およびスイッチング非動作期間 T_{off} は、下記の（1）式および（2）式により求められる。

【 0 0 4 7 】

$$T_{on} = (E_h - E_L) / [C \times (I_s - I_k)] \quad \dots \quad (1)$$

$$T_{off} = (E_h - E_L) / (C \times I_k) \quad \dots \quad (2)$$

【 0 0 4 8 】

そして、スイッチング動作期間 T_{on} とスイッチング非動作期間 T_{off} との比率は下記の (3) 式により求められる。

【 0 0 4 9 】

$$T_{on}/T_{off} = I_k / (I_s - I_k) \quad \dots \quad (3)$$

【 0 0 5 0 】

したがって、起動用の抵抗 15 を介してスイッチング制御回路 14 に供給される電流 I_k が大きくなるに従い、タイミング $t_1 \sim t_2$ の期間に対するタイミング $t_2 \sim t_3$ の期間が長くなることが証明される。

【 0 0 5 1 】

上述の短絡状態において、スイッチング電源装置の消費電力が大きくなる問題と、その消費電力が大きくなることによって正極性出力ライン L5 上のダイオード 8 が熱破壊する虞が生じる問題は、特にワールドワイド仕様（全世界対応仕様）のスイッチング電源装置において顕著となる。この仕様のスイッチング電源装置は、通常、商用交流電源の入力電圧が、例えば 85 V から 264 V の範囲で変化しても各種性能および安全性を保障しなければならない。

【 0 0 5 2 】

前述したように、コンデンサ 17 の容量値を適正に設定した上で商用交流入力電圧が 85 V の場合を想定し、スイッチング電源装置の立ち上げ時間が機器の使用者が操作上の不便を感じない時間になるよう起動用の抵抗 15 の抵抗値を設定しなければならないが、このように設定すると、商用交流入力電圧が 264 V の時、起動用の抵抗 15 を介して供給される電流が、商用交流入力電圧が 85 V の場合と比較して約 3 倍の値となり、負荷短絡状態におけるスイッチング動作期間のスイッチング非動作期間に対する比率が著しく増大し、スイッチング電源装置の消費電力およびダイオード 8 などの発熱が増大する。

【 0 0 5 3 】

したがって、このような過電流保護回路構成を有する従来のスイッチング電源装置では、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されると、熱破壊に至る危険性があるという課題がある。

【 0 0 5 4 】

なお、特許文献 1 は、ダミー抵抗を用いることなく軽負荷時の出力電圧の安定化を図り、軽負荷時の電力損失を少なくするものであり、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続された場合、回路部品の熱破壊を防止する対策が施されていないので、上記課題を解決するものではない。

【 0 0 5 5 】

本発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る虞のないスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

【 0 0 5 6 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために本発明は、商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を検波整流・平滑化して得た直流電圧を出力する構成を有し、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記主スイッチング素子を制御するスイッチング制御回路に一定の電流を流す定電流回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置を提供する。

【 0 0 5 7 】

この発明のスイッチング電源装置によれば、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路からの一定の電流が流れるので、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができ、したがって、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る危険性を防止することができる。

【 0 0 5 8 】

また、本発明は、商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電

源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流・平滑化回路により検波整流・平滑化し、該検波整流・平滑化して得た直流電圧を、正極性出力端子および負極性出力端子を介して出力する構成を有し、前記正極性出力端子と負極性出力端子間の電圧を検出する出力電圧検出回路と、該出力電圧検出回路からの検出情報に基づいて前記主スイッチング素子のスイッチング動作を制御するスイッチング制御回路と、定常動作時に前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間の出力電圧に概略比例した電圧を誘起する前記トランスの補助巻線の誘起電圧を検波整流・平滑化して前記スイッチング制御回路に動作電源として供給する定常動作電源供給回路を備え、更に、起動時に前記直流電源または前記商用交流電源からの電流を入力して一定電流の起動電流を前記スイッチング制御回路に供給する定電流回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置を提供する。

【 0 0 5 9 】

この発明のスイッチング電源装置によれば、前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間に接続された負荷が例えば短絡すると、この短絡状態が前記出力電圧検出回路により検出され、前記スイッチング制御回路の動作が停止する。そして起動時には前記直流電源または前記商用交流電源からの電流が起動電流として前記定電流回路を介して前記スイッチング制御回路に供給される。

【 0 0 6 0 】

したがって、前記商用交流電源の交流電圧が高くなった場合でも、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路からの一定の電流が流れるので、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができる。これにより、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る危険性を防止することができる。

【 0 0 6 1 】

また、本発明は、商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電

源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路を接続し、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流・平滑化回路により検波整流・平滑化し、該検波整流・平滑化して得た直流電圧を、正極性出力端子および負極性出力端子を介して出力する構成を有し、前記正極性出力端子と負極性出力端子間の電圧を検出する出力電圧検出回路と、該出力電圧検出回路からの検出情報に基づいて前記主スイッチング素子のスイッチング動作を制御するスイッチング制御回路と、正極性出力ライン上または負極性出力ライン上に備えられ該正極性出力ラインおよび負極性出力ラインに過電流が流れた時に前記出力電圧検出回路の両端を短絡する電流検出回路と、定常動作時に前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間の出力電圧に概略比例した電圧を誘起する前記トランスの補助巻線の誘起電圧を検波整流・平滑化して前記スイッチング制御回路に動作電源として供給する定常動作電源供給回路を備え、更に、起動時に前記直流電源または前記商用交流電源からの電流を入力して一定電流の起動電流を前記スイッチング制御回路に供給する定電流回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置を提供する。

【 0 0 6 2 】

この発明のスイッチング電源装置によれば、前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間に接続された負荷が例えば短絡すると、前記電流検出回路により、前記出力電圧検出回路の両端が短絡され、この短絡情報が前記スイッチング制御回路に伝送され、前記スイッチング制御回路の動作が停止する。そして起動時には前記直流電源または前記商用交流電源からの電流が起動電流として前記定電流回路を介して前記スイッチング制御回路に供給される。

【 0 0 6 3 】

したがって、前記商用交流電源の交流電圧が高くなった場合でも、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路からの一定の電流が流れるので、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができる。これにより、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る

危険性を防止することができる。

【 0 0 6 4 】

好ましくは、前記電圧検出回路からの検出情報は、正極性出力ラインと負極性出力ライン間に前記電圧検出回路と直列に接続されたフォトカプラのフォトダイオードと、前記スイッチング制御回路に接続された前記フォトカプラのフォトトランジスタとを介して前記スイッチング制御回路に伝送されるように構成する。

【 0 0 6 5 】

この構成によれば、正極性出力ラインと負極性出力ライン間の電圧に関する情報は前記電圧検出回路により検出され、この検出情報は前記フォトカプラのフォトダイオードからの光によりフォトトランジスタに伝達され、さらに該フォトトランジスタを介して電圧として前記スイッチング制御回路に伝送されるので、配線が簡単化すると共に、前記電圧検出回路と前記スイッチング制御回路は互いに電氣的な影響を受けずに動作して、出力電圧の安定化を行うためのフィードバック制御の精度が向上する。

【 0 0 6 6 】

好ましくは、前記定電流回路は、前記正極性電源供給ラインと前記負極性電源供給ライン間に接続された抵抗とツェナーダイオードとの直列回路と、前記抵抗とツェナーダイオードとの接続点に接続され前記スイッチング制御回路に起動電流を供給する抵抗とを備えて構成する。

【 0 0 6 7 】

この構成によれば、簡単な回路で前記定電流回路が実現でき、前記スイッチング制御回路に一定の起動電流を供給することができる。

【 0 0 6 8 】

好ましくは、前記定電流回路は、一端が前記正極性電源供給ラインに接続されたバイアス抵抗とツェナーダイオードとの直列回路と、ベースが前記バイアス抵抗と前記ツェナーダイオードとの接続点に接続され、コレクタが前記正極性電源ラインに接続され、エミッタがエミッタ抵抗を介して前記ツェナーダイオードの一端に接続されたトランジスタとを備え、前記トランジスタのエミッタから前記エミッタ抵抗を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給するように構

成する。

【 0 0 6 9 】

この構成によれば、前記定電流回路の消費電流を少なくでき、例えば、軽負荷時にバーストスイッチング動作を行うことにより消費電力の低減を図る構成のスイッチング電源装置に前記定電流回路を採用すると、消費電力の低減に対して効果を発揮できる。

【 0 0 7 0 】

好ましくは、前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記商用交流電源の一端から前記定電流回路と逆流防止用ダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給するように構成する。

【 0 0 7 1 】

この構成によれば、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路と前記逆流防止用ダイオードとの直列回路からの一定の電流が流れる。

【 0 0 7 2 】

好ましくは、前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記商用交流電源の一端から前記定電流回路と逆流防止用ダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給する構成とし、前記定電流回路と前記逆流防止用ダイオードとの接続点の電圧を検出して該電圧を駆動信号として前記スイッチング制御回路の発振周波数を変化させる発振周波数変化回路を備える。

【 0 0 7 3 】

この構成によれば、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路と前記逆流防止用ダイオードとの直列回路からの一定の電流が流れる。また、前記定電流回路と前記逆流防止用ダイオードとの接続点の電圧を検出して該電圧を駆動信号として前記スイッチング制御回路の発振周波数を変化させることができる。また、前記定電圧回路と前記逆流防止用ダイオードとの接続点から抽出される電圧波形を検出することにより、前記商用交

流電源の交番周期と同期してスイッチング電源装置の動作制御を行う用途に活用できる。例えば、前記商用交流電源の交番周期に同期して、スイッチング周波数をステップ的に変更することにより、スイッチング電源装置から発生するノイズを見かけ上低減させることができる。この見かけ上の意味は後述する。

【 0 0 7 4 】

好ましくは、前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記商用交流電源の両端に直列接続された複数の放電抵抗の接続点から前記定電流回路と逆流防止用ダイオードとの直列回路を介して前記スイッチング制御回路に起動電流を供給するように構成する。

【 0 0 7 5 】

この構成によれば、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路と前記逆流防止用ダイオードとの直列回路からの一定の電流が流れる。

【 0 0 7 6 】

好ましくは、前記直流電源は、前記商用交流電源をブリッジダイオードからなるブリッジ整流回路により全波整流することにより作成され、前記定電流回路は、前記商用交流電源の両端に直列接続された複数の放電抵抗の接続点と前記負極性電源供給ライン間に接続された複数の抵抗とツェナーダイオードとから成る直列回路を備え、前記抵抗と前記ツェナーダイオードとの接続点と前記スイッチング制御回路の動作電源間には、抵抗と逆流防止用ダイオードとから成る直列回路が接続され、前記発振周波数変化回路は、前記複数の抵抗間の接続点と前記負極性電源供給ライン間に接続されたコンデンサにより作成されたパラボラ状の電圧を駆動信号として前記スイッチング制御回路の発振周波数を変化させる。

【 0 0 7 7 】

この構成によれば、前記商用交流電源の交番周期に同期して、スイッチング周波数を連続的に変更することができ、これにより、ノイズスペクトラムの拡散度合いが高まり、スイッチング電源装置から発生するノイズを、よりいっそう見かけ上低減することができる。

【 0 0 7 8 】

好ましくは、前記電圧検出回路からの検出情報は、正極性出力ラインと負極性出力ライン間に前記電圧検出回路と直列に接続されたフォトカプラのフォトダイオードと、前記スイッチング制御回路に接続された前記フォトカプラのフォトトランジスタとを介して前記スイッチング制御回路に伝送され、前記スイッチング制御回路は、負荷短絡時に前記フォトトランジスタの電流減少を検知することにより、前記主スイッチング素子のスイッチング動作を停止させる。

【 0 0 7 9 】

この構成によれば、スイッチング電源装置の負荷短絡時において、前記フォトカプラのフォトダイオードとフォトトランジスタの電流減少が検出され、これにより、前記スイッチング制御回路の動作が停止する。したがって、スイッチング電源装置の負荷短絡時において、フォトカプラの電流減少を検出して、起動電流によるコンデンサの充電電圧が動作下限電圧に降下する以前にスイッチング動作を停止させる構成の過電流保護システムにおいても、有効に適用できる。

【 0 0 8 0 】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照しつつ、本発明の実施の形態について説明する。

【 0 0 8 1 】

（第 1 の実施形態）

図 1 は本発明の第 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。このスイッチング電源装置は自動復帰方式を採用している。図 1 において、図示しない商用交流電源が交流電源入力端子 1，2 に接続され、交流電源入力端子 1，2 間には、コンデンサ 3 a とラインフィルタコイル 3 b とコンデンサ 3 c から成るフィルタ 3 を介してダイオード 4 a，4 b，4 c，4 d から成るブリッジ整流回路 4 が接続されている。また、フィルタ 3 とブリッジ整流回路 4 間を接続するライン L 1 とライン L 2 間には放電抵抗 3 1 が接続されている。

【 0 0 8 2 】

ブリッジ整流回路 4 の出力端に接続される正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間には、コンデンサ 5 と、トランス 6 の一次巻線 6 a および

F E T 7（主スイッチング素子）の直列回路と、定電流回路 2 1 およびコンデンサ 1 7 の直列回路とが接続されている。トランス 6 の補助巻線 6 c の一端は、ダイオード 1 6 を介して定電流回路 2 1 とコンデンサ 1 7 との接続点に接続され、その補助巻線 6 c の他端はライン L 4 に接続されている。

【 0 0 8 3 】

スイッチング制御回路 1 4 では、+電源入力端子がダイオード 1 6 のカソードに、-電源入力端子が負極性電源供給ライン L 4 に、フィードバック入力端子がフォトカプラ 1 3 のフォトトランジスタ 1 3 b のコレクタに、出力端子が F E T 7 のゲートにそれぞれ接続されている。

【 0 0 8 4 】

トランス 6 の二次巻線 6 b の一端はダイオード 8 を介して正極性出力ライン L 5 に接続され、その他端は負極性出力ライン L 6 に接続されている。正極性出力ライン L 5 と負極性出力ライン L 6 間には、コンデンサ 9 と、フォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a と抵抗 1 2 b とシャントレギュレータ 1 2 a との直列回路と、抵抗 1 2 d と抵抗 1 2 c との直列回路とが接続されている。抵抗 1 2 d と抵抗 1 2 c との接続点はシャントレギュレータ 1 2 a のリファレンス端子に接続されている。シャントレギュレータ 1 2 a、抵抗 1 2 b、抵抗 1 2 c、および抵抗 1 2 d により出力電圧検出回路 1 2 が構成されている。

【 0 0 8 5 】

正極性出力ライン L 5 には正極性出力端子 1 0 が接続され、負極性出力ライン L 6 には出力電流検出回路 1 8 を介して負極性出力端子 1 1 が接続されている。出力電流検出回路 1 8 の制御端子は、フォトダイオード 1 3 a と抵抗 1 2 b との接続点に接続されている。なお、出力電流検出回路 1 8 は、正極性出力ライン L 5 と正極性出力端子 1 0 との間に設けても良い。

【 0 0 8 6 】

次に、この第 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置の動作について説明する。図示しない商用交流電源が交流電源入力端子 1, 2 に入力され、フィルタ 3 を介してブリッジ整流回路 4 に供給されて整流される。この整流された電圧はコンデンサ 5 により平滑化されて直流電圧となり、この直流電圧は本スイッチング

電源装置のメインとなる回路部の動作電源として正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 に供給される。

【 0 0 8 7 】

正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間に供給された直流電圧によりスイッチング制御回路 1 4 が動作し、F E T 7 をスイッチング動作させる。これにより、トランス 6 の二次巻線 6 b には高周波電圧が誘起され、この高周波電圧はダイオード 8 とコンデンサ 9 により整流・平滑化されて直流電圧となり、この直流電圧は正極性出力端子 1 0 および負極性出力端子 1 1 を介して図示しない負荷の電子機器に供給される。

【 0 0 8 8 】

正極性出力ライン L 5 と負極性出力ライン L 6 間の電圧は、抵抗 1 2 d と抵抗 1 2 c との直列接続より成る電圧分割回路により分圧され、シャントレギュレータ 1 2 a のリファレンス端子にリファレンス電圧として入力される。これによりシャントレギュレータ 1 2 a は、その内部に予め設定された基準電圧と、リファレンス端子に入力されたリファレンス電圧とを比較し、この比較結果に応じた電流をフォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a に流し、フォトダイオード 1 3 a を発光させる。

【 0 0 8 9 】

このフォトダイオード 1 3 a からの光を受けたフォトカプラ 1 3 のフォトトランジスタ 1 3 b は、前記比較結果に相当する電圧をフィードバック信号としてスイッチング制御回路 1 4 のフィードバック端子に与える。そして、スイッチング制御回路 1 4 は、与えられたフィードバック信号に従って F E T 7 をスイッチング制御し、本スイッチング電源装置の出力電圧を安定化する。

【 0 0 9 0 】

また、スイッチング制御回路 1 4 は、本スイッチング電源装置の立ち上げ開始時においては、コンデンサ 5 の正極から定電流回路 2 1 を介して供給される定電流により動作を開始し、定常動作状態においては、主としてトランス 6 の補助巻線 6 c に誘起する電圧をダイオード 1 6 およびコンデンサ 1 7 により整流・平滑化することにより作成された直流電源により動作する。

【 0 0 9 1 】

負極性出力ライン L 6 と負極性出力端子 1 1 間に接続された出力電流検出回路 1 8 は、その内部に予め設定された基準電流値（本スイッチング電源装置の出力電流制限値）と、負極性出力ライン L 6 上の電流値とを比較し、負極性出力ライン L 6 上の電流値の方が前記基準電流値よりも大きい場合、フォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a のカソードと負極性出力ライン L 6 間を短絡状態にするため、フォトダイオード 1 3 a の電流が増加する。なお、出力電流検出回路 1 8 が正極性出力ライン L 5 と正極性出力端子 1 0 間に接続されている場合は、前記基準電流値と正極性出力ライン上の電流値とが比較される。

【 0 0 9 2 】

この電流増加の情報がフィードバック信号としてフォトランジスタ 1 3 b を介してスイッチング制御回路 1 4 に与えられると、スイッチング制御回路 1 4 は本スイッチング電源装置の出力電圧が大きく上昇したものとして認識し、本スイッチング電源装置の出力電力が低減する方向に F E T 7 のスイッチング動作を制御する。

【 0 0 9 3 】

この第 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、交流電源入力端子 1 , 2 を介して供給される商用交流電圧の変化に関係なく、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧の変化に関係なく、定電流回路 2 1 から常に一定の起動電流がコンデンサ 1 7 に供給されるため、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡された状態（負荷短絡）におけるスイッチング動作期間とスイッチング非動作期間との比率（前記（3）式参照）が変化しなくなり、これにより、商用交流電圧が高電圧時に、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧が高電圧時に、従来のスイッチング電源装置のように起動用の抵抗 1 5 （図 1 0 参照）を介して供給される起動電流が増大すると共に、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞を解消することができる。

【 0 0 9 4 】

前述した従来のスイッチング電源装置は、負荷短絡状態において、スイッチン

グ非動作期間が入力電圧の変動を受ける特性があり、特に、入力直流電源の電圧が高い時、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞があったが、この第 1 の実施形態によるスイッチング電源装置は入力直流電源の電圧が高い時の消費電力を、電圧が低い時の消費電力とほぼ同一に抑制するため、熱破壊に至る虞を軽減することができる。特に、この効果はスイッチング電源装置から電力供給を受ける電子機器の受電端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量値が大きい用途に顕著に現れる。また、電流検出回路 1 8 の動作により、負荷短絡状態におけるスイッチング電源装置の消費電力が抑制され、上記熱破壊に至る虞を更に低減できる。

【 0 0 9 5 】

(第 2 の実施形態)

図 2 は本発明の第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 2 において、図 1 に示す構成要素に対応するものには同一の符号を付し、その説明を省略する。

【 0 0 9 6 】

図 2 に示す定電流回路 2 1 a は、図 1 に示す定電流回路 2 1 を具体的に実現したものである。この定電流回路 2 1 a は、正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間に接続された抵抗 2 2 とツェナーダイオード 2 3 との直列回路と、抵抗 2 2 とツェナーダイオード 2 3 との接続点に一端が接続された抵抗 2 4 とを備えている。抵抗 2 4 の他端は、コンデンサ 1 7 の一端、スイッチング制御回路 1 4 の + 電源入力端子、およびダイオード 1 6 のカソードに接続されている。

【 0 0 9 7 】

抵抗 2 2 とツェナーダイオード 2 3 との直列回路は、定電圧回路を構成し、抵抗 2 2 とツェナーダイオード 2 3 との接続点の電圧は、正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧に関係なく常に安定する。したがって、抵抗 2 2 とツェナーダイオード 2 3 との接続点から抵抗 2 4 を介してコンデンサ 1 7 に供給される起動電流は、正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧に関係なく、一定となる。

【 0 0 9 8 】

この第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、交流電源入力端子 1, 2 を介して供給される商用交流電圧の変化に関係なく、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧の変化に関係なく、定電流回路 2 1 a から常に一定の起動電流がコンデンサ 1 7 に供給されるため、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡された状態（負荷短絡）におけるスイッチング動作期間とスイッチング非動作期間との比率（前記（3）式参照）が変化しなくなり、これにより、商用交流電圧が高圧時に、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧が高電圧時に、従来のスイッチング電源装置のように起動用の抵抗 1 5（図 1 0 参照）を介して供給される起動電流が増大すると共に、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞を解消することができる。

【 0 0 9 9 】

前述した従来のスイッチング電源装置は、負荷短絡状態において、スイッチング非動作期間が入力電圧の変動を受ける特性があり、特に、入力直流電源の電圧が高い時、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞があったが、この第 2 の実施形態によるスイッチング電源装置は入力直流電源の電圧が高い時の消費電力を、電圧が低い時の消費電力とほぼ同一に抑制するため、熱破壊に至る虞を軽減することができる。

【 0 1 0 0 】

特に、この効果はスイッチング電源装置から電力供給を受ける電子機器の受電端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量値が大きい用途に顕著に現れる。また、電流検出回路 1 8 の動作により、負荷短絡状態におけるスイッチング電源装置の消費電力が抑制され、上記熱破壊に至る虞を更に低減できる。また定電流回路 2 1 a は抵抗 2 2, 2 4 とツェナーダイオード 2 3 により簡単な回路で実現できる。

【 0 1 0 1 】

（第 3 の実施形態）

図 3 は本発明の第 3 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

図 3 において、図 1 に示す構成要素に対応するものには同一の符号を付し、その説明を省略する。

【 0 1 0 2 】

図 3 に示す定電流回路 2 1 b は、図 1 に示す定電流回路 2 1 を具体的に実現したものである。この定電流回路 2 1 b は、トランジスタ 2 5、エミッタ抵抗 2 6、バイアス抵抗 2 7、およびツェナーダイオード 2 8 から構成されている。トランジスタ 2 5 のコレクタは正極性電源供給ライン L 3 に接続され、そのエミッタはエミッタ抵抗 2 6 の一端に接続されている。バイアス抵抗 2 7 の一端は正極性電源供給ライン L 3 に接続され、その他端はトランジスタ 2 5 のベースおよびツェナーダイオード 2 8 のカソードに接続されている。ツェナーダイオード 2 8 のアノードはエミッタ抵抗 2 6 の他端に接続されている。また、ツェナーダイオード 2 8 のアノードとエミッタ抵抗 2 6 の他端とは、コンデンサ 1 7 の一端、スイッチング制御回路 1 4 の + 電源入力端子、およびダイオード 1 6 のカソードに接続されている。

【 0 1 0 3 】

バイアス抵抗 2 7、ツェナーダイオード 2 8、トランジスタ 2 5、およびエミッタ抵抗 2 6 は、定電圧回路を構成し、トランジスタ 2 5 のベースと、エミッタ抵抗 2 6 とコンデンサ 1 7 の接続点間の電圧は、正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧に関係なくツェナーダイオード 2 8 のツェナー電圧によって決まる。

【 0 1 0 4 】

したがって、ツェナーダイオード 2 8 に流れる電流をエミッタ抵抗 2 6 に流れる電流に対して小さく設定すると、正極性電源供給ライン L 3 から定電流回路 2 1 b を介してコンデンサ 1 7 に供給される起動電流を、正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧に関係なく、ほぼ一定値になるように管理することができる。

【 0 1 0 5 】

この第 3 の実施形態における定電流回路 2 1 b は、図 2 に示した定電流回路 2 1 a に比べて複雑であるが、定電流回路 2 1 b の電流消費を少なくすることがで

き、例えば、軽負荷時に主スイッチング素子をバーストスイッチング動作させることにより消費電力の低減を図れるスイッチング電源装置に採用すると、その消費電力の低減の効果を発揮することができる。

【0106】

この第3の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、交流電源入力端子1, 2を介して供給される商用交流電圧の変化に関係なく、ひいては正極性電源供給ラインL3と負極性電源供給ラインL4間の電圧の変化に関係なく、定電流回路21bから常に一定の起動電流がコンデンサ17に供給されるため、正極性出力端子10と負極性出力端子11間が短絡された状態（負荷短絡）におけるスイッチング動作期間とスイッチング非動作期間との比率（前記（3）式参照）が変化しなくなり、これにより、商用交流電圧が高圧時に、ひいては正極性電源供給ラインL3と負極性電源供給ラインL4間の電圧が高電圧時に、従来のスイッチング電源装置のように起動用の抵抗15（図10参照）を介して供給される起動電流が増大すると共に、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞を解消することができる。

【0107】

前述した従来のスイッチング電源装置は、負荷短絡状態において、スイッチング非動作期間が入力電圧の変動を受ける特性があり、特に、入力直流電源の電圧が高い時、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞があったが、この第3の実施形態によるスイッチング電源装置は入力直流電源の電圧が高い時の消費電力を、電圧が低い時の消費電力とほぼ同一に抑制するため、熱破壊に至る虞を軽減することができる。

【0108】

特に、この効果はスイッチング電源装置から電力供給を受ける電子機器の受電端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量値が大きい用途に顕著に現れる。また、電流検出回路18の動作により、負荷短絡状態におけるスイッチング電源装置の消費電力が抑制され、上記熱破壊に至る虞を更に低減できる。

【0109】

また、定電流回路21bは図2に示す定電流回路21aに比較して回路構成が

やや複雑になるが、消費電流が少なくなる。この定電流回路 2 1 b は消費電流が少ないので、軽負荷時にバーストスイッチング動作をさせることにより消費電力の低減を図る構成のスイッチング電源装置において、電力消費を極限状態まで低減する用途において有用となる。

【 0 1 1 0 】

(第 4 の実施形態)

図 4 は本発明の第 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 4 において、図 1 に示す構成要素に対応するものには同一の符号を付し、その説明を省略する。

【 0 1 1 1 】

このスイッチング電源装置では、商用交流電圧のライン L 1 から定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 を介してコンデンサ 1 7 に起動電流を供給するようにしたものである。また、このスイッチング電源装置では、定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 との接続点の電圧を抽出し、該電圧を駆動信号としてスイッチング制御回路 1 4 内部の発振回路の発振周波数を変化させる発振周波数変化回路 2 9 を備えている。

【 0 1 1 2 】

図 7 は本スイッチング電源装置の動作を説明するための電圧波形図である。図 7 (a) は図示しない商用交流電源から入力されたライン L 1 とライン L 2 間の商用交流電圧の波形を示し、図 7 (b) は定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 の接続点の電圧の波形を示し、図 7 (c) は F E T 7 のゲート電圧の波形を示す。

【 0 1 1 3 】

図 7 (b) に示すように、定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 の接続点の電圧は、図 7 (a) に示すような商用交流電圧の変化に従い変動し、この電圧変動を利用し、スイッチング電源装置の動作制御に活用することができる。

【 0 1 1 4 】

定電流回路 2 1 のライン L 1 との接続点の電圧がコンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} よりも高い期間においては、ライン L 1 から定電流回路 2 1 および逆流防止

用ダイオード 3 0 を介してコンデンサ 1 7 に電流が流れるため、ほぼ充電電圧 V_{cc} と同一電圧となり、ライン L 1 の電圧が負極性の期間においては、ライン L 1 から定電流回路 2 1 および逆流防止用ダイオード 3 0 を介してコンデンサ 1 7 に流れないため、定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 の接続点の電圧は零ボルトとなる。

【 0 1 1 5 】

発振周波数変化回路 2 9 は、定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 の接続点の電圧（図 7（b））が入力されると、該入力電圧の電圧レベルに応じてスイッチング制御回路 1 4 の発振周波数を変化させる。この発振周波数の変化は、主スイッチング素子の制御電圧、即ち F E T 7 のゲート電圧を観測することにより、図 7（c）に示すように確認することができ、商用交流電源の半サイクル毎にステップ的に変化する。これにより、本スイッチング電源装置から放射されるノイズのスペクトラムが時間的に変化する、見かけ上のノイズレベルを低減することができる。

【 0 1 1 6 】

なお、前記見かけ上とは、スイッチング電源装置から出力されるノイズは、スイッチング周波数の高次の高調波に起因するものが大半を占め、スイッチング周波数を変化させることにより、ノイズの周波数も変化するため、任意の周波数帯域において測定したノイズレベルの長時間平均値が少なくなることを意味する。

【 0 1 1 7 】

この第 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、交流電源入力端子 1, 2 を介して供給される商用交流電圧の変化に関係なく、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧の変化に関係なく、定電流回路 2 1 から常に一定の起動電流がコンデンサ 1 7 に供給されるため、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡された状態（負荷短絡）におけるスイッチング動作期間とスイッチング非動作期間との比率（前記（3）式参照）が変化しなくなり、これにより、商用交流電圧が高圧時に、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧が高電圧時に、従来のスイッチング電源装置のように起動用の抵抗 1 5（図 1 0 参照）を介して供給される起動

電流が増大すると共に、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞を解消することができる。

【 0 1 1 8 】

前述した従来のスイッチング電源装置は、負荷短絡状態において、スイッチング非動作期間が入力電圧の変動を受ける特性があり、特に、入力直流電源の電圧が高い時、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞があったが、この第 4 の実施形態によるスイッチング電源装置は入力直流電源の電圧が高い時の消費電力を、電圧が低い時の消費電力とほぼ同一に抑制するため、熱破壊に至る虞を軽減することができる。

【 0 1 1 9 】

特に、この効果はスイッチング電源装置から電力供給を受ける電子機器の受電端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量値が大きい用途に顕著に現れる。また、電流検出回路 1 8 の動作により、負荷短絡状態におけるスイッチング電源装置の消費電力が抑制され、上記熱破壊に至る虞を更に低減できる。

【 0 1 2 0 】

また、この第 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、定電流回路 2 1 と逆流防止用ダイオード 3 0 の接続点から抽出される電圧は、商用交流電圧の変化に従い変動するので、商用交流電源の交番周期と同期して動作制御する用途に活用することができる。また、商用交流電源の交番周期に同期して、スイッチング周波数をステップ的に変更することによりスイッチング電源装置から発生するノイズを見かけ上低減することができる。

【 0 1 2 1 】

(第 5 の実施形態)

図 5 は本発明の第 5 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 5 において、図 1 に示す構成要素に対応するものには同一の符号を付し、その説明を省略する。

【 0 1 2 2 】

このスイッチング電源装置では、図示しない商用交流電源からの交流電圧を伝送するライン L 1 とライン L 2 間に接続された放電抵抗 3 1 a と放電抵抗 3 1 b

の直列回路を有し、放電抵抗 3 1 a と放電抵抗 3 1 b の接続点から定電流回路 2 1 c と逆流防止用ダイオード 3 0 の直列回路を介してスイッチング制御回路 1 4 に起動電流を供給している。

【 0 1 2 3 】

定電流回路 2 1 c は、抵抗 2 2 a、抵抗 2 2 b、抵抗 2 4、およびツェナーダイオード 2 3 により構成されている。抵抗 2 2 a の一端は放電抵抗 3 1 a、3 1 b の接続点に接続され、その他端は抵抗 2 2 b の一端およびコンデンサ 3 2 の一端に接続されている。コンデンサ 3 2 の他端はライン L 4 に接続されている。抵抗 2 2 b の他端は、ツェナーダイオード 2 3 のカソードおよび抵抗 2 4 の一端に接続されている。抵抗 2 4 の他端は逆流防止用ダイオード 3 0 のアノードに接続されている。

【 0 1 2 4 】

定電流回路 2 1 c のツェナーダイオード 2 3 のカソード電圧は、図 8 (d) に示すように、放電抵抗 3 1 a と放電抵抗 3 1 b の接続点の電圧が、ツェナーダイオード 2 3 のツェナー電圧よりも高い期間において、該ツェナー電圧に安定化され、放電抵抗 3 1 a と放電抵抗 3 1 b の接続点の電圧が、ツェナーダイオード 2 3 のツェナー電圧よりも低い期間において、該ツェナー電圧よりも低い電圧レベルとなる。

【 0 1 2 5 】

ツェナーダイオード 2 3 のツェナー電圧を、スイッチング制御回路 1 4 の動作開始電圧よりも高くすると言う制約範囲内でできるだけ低く設定することにより前述のツェナーダイオード 2 3 のカソード電圧が、ツェナーダイオード 2 3 のツェナー電圧よりも低い期間が無視できるほど短くなるため、抵抗 2 4 および逆流防止用ダイオード 3 0 を介してコンデンサ 1 7 に供給される起動電流値は、商用交流電源の電圧の影響を受けないことになる。

【 0 1 2 6 】

したがって、本実施形態においても、商用交流電圧が高電圧時に、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧が高電圧時に、従来のように起動用の抵抗 1 5 (図 1 0 参照) を介して供給される起動電流、およ

びスイッチング電源装置の消費電力が増大し、熱破壊に至る虞を解消できる。

【0127】

図8は本スイッチング電源装置の動作を説明するための電圧波形図である。図8（a）は商用交流電源の電圧の波形、図8（b）は放電抵抗31aと放電抵抗31bとの接続点の電圧の波形、図8（c）は抵抗22aと抵抗22bとの接続点の電圧の波形、図8（d）はツェナーダイオード23のカソード電圧の波形、図8（e）はFET7のゲート電圧の波形を示す。

【0128】

抵抗22aと抵抗22bとの接続点の電圧は、コンデンサ32により多少平滑化され、図8（c）に示すようにパラボラ状の波形となる。発振周波数変化回路29は、図8（c）に示すようなパラボラ状の電圧が入力されると、該入力電圧の電圧レベルに応じてスイッチング制御回路14の発振周波数を変化させる。この発振周波数の変化は、主スイッチング素子の制御電圧（図5の回路においてはFET7のゲート電圧）を観測することにより、図8（e）に示すように確認することができ、前記第4の実施形態と異なり、発振周波数を連続的に変化させている。

【0129】

したがって、本スイッチング電源装置は、前記第4の実施形態のスイッチング電源装置と比較して、回路構成がやや複雑化するが、本スイッチング電源装置から放射されるノイズのスペクトラムの時間的な拡散度合いが大きくなり、見かけ上のノイズレベルを少なくすることができ、また、起動電流を放電抵抗31aと放電抵抗31bとの接続点から供給される関係上、起動電流供給系の電力消費を少なくすることができる。

【0130】

この第5の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、交流電源入力端子1、2を介して供給される商用交流電圧の変化に関係なく、ひいては正極性電源供給ラインL3と負極性電源供給ラインL4間の電圧の変化に関係なく、定電流回路21cから常に一定の起動電流がコンデンサ17に供給されるため、正極性出力端子10と負極性出力端子11間が短絡された状態（負荷短絡）におけるス

スイッチング動作期間とスイッチング非動作期間との比率（前記（３）式参照）が変化しなくなり、これにより、商用交流電圧が高圧時に、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧が高電圧時に、従来のスイッチング電源装置のように起動用の抵抗 1 5（図 1 0 参照）を介して供給される起動電流が増大すると共に、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞を解消することができる。

【 0 1 3 1 】

前述した従来のスイッチング電源装置は、負荷短絡状態において、スイッチング非動作期間が入力電圧の変動を受ける特性があり、特に、入力直流電源の電圧が高い時、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞があったが、この第 4 の実施形態によるスイッチング電源装置は入力直流電源の電圧が高い時の消費電力を、電圧が低い時の消費電力とほぼ同一に抑制するため、熱破壊に至る虞を軽減することができる。

【 0 1 3 2 】

特に、この効果はスイッチング電源装置から電力供給を受ける電子機器の受電端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量値が大きい用途に顕著に現れる。また、電流検出回路 1 8 の動作により、負荷短絡状態におけるスイッチング電源装置の消費電力が抑制され、上記熱破壊に至る虞を更に低減できる。

【 0 1 3 3 】

また、この第 5 の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、放電抵抗 3 1 a, 3 1 b の接続点から起動系回路（コンデンサ 1 7 への回路）に電流を供給しているため該起動系回路の電力損失を低減できると共に、抵抗 2 2 a と抵抗 2 2 b の接続点から抽出される電圧は、商用交流電圧の変化に従い変動するので、商用交流電源の交番周期と同期して動作制御する用途に活用することができる。また、商用交流電源の交番周期に同期して、スイッチング周波数を連続的に変更することにより、第 4 の実施形態に比べてノイズスペクトラムの拡散度合いが高まり、スイッチング電源装置から発生するノイズを、よりいっそう見かけ上低減させることができる。

【 0 1 3 4 】

(第 6 の実施形態)

図 6 は本発明の第 6 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。図 6 において、図 1 に示す構成要素に対応するものには同一の符号を付し、その説明を省略する。

【 0 1 3 5 】

この第 6 の実施形態のスイッチング電源装置では、前述した各実施形態における電流検出回路 1 8 が削除され、負荷短絡時に本スイッチング電源装置のスイッチング動作を間欠的に停止させる別のシステムが採用される。

【 0 1 3 6 】

スイッチング制御回路 1 4 a において、+ 5 V 端子にはトランジスタ (P N P 形トランジスタ) 3 8 のエミッタおよび抵抗 3 4 の一端が接続され、C T 端子には抵抗 3 9 の一端およびコンデンサ 4 0 の一端が接続されている。抵抗 3 4 の他端は、トランジスタ 3 8 のベースおよび抵抗 3 5 の一端が接続されている。抵抗 3 9 の他端はトランジスタ 3 8 のコレクタに接続され、コンデンサ 4 0 の他端はライン L 4 に接続されている。抵抗 3 5 の他端は、抵抗 3 6 およびコンデンサ 4 1 を介してライン L 4 に接続されていると共に、フォトカプラ 1 3 のフォトトランジスタ 1 3 b のコレクタに接続されている。フォトトランジスタ 1 3 b のエミッタは、抵抗 3 7 を介してライン L 4 に接続されていると共に、スイッチング制御回路 1 4 a の K 端子に接続されている。スイッチング制御回路 1 4 a の出力端子は F E T 7 のゲートに接続されている。

【 0 1 3 7 】

先ず、本スイッチング電源装置の出力電圧制御のシステムから説明する。正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間の電圧が上昇すると、出力電圧検出回路 1 2 は、抵抗 1 2 c と抵抗 1 2 d より成る出力電圧分割回路の電圧と、シャントレギュレータ 1 2 a の内部に予め設定された基準電圧とを比較し、この結果、フォトカプラ 1 3 のフォトダイオード 1 3 a およびフォトトランジスタ 1 3 b の電流を増加させることにより、フォトトランジスタ 1 3 b のエミッタと抵抗 3 7 との接続点の電圧を上昇させる。

【 0 1 3 8 】

スイッチング制御回路 1 4 a は、該電圧上昇を K 端子で受信すると、主スイッチング素子である F E T 7 のスイッチングタイミングを本スイッチング電源装置の出力電力が減少するよう制御することにより、本スイッチング電源装置の出力電圧の上昇を抑制する。

【 0 1 3 9 】

また、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間の電圧が低下すると、出力電圧検出回路 1 2 は、前述と同様の判定動作を行い、フォトダイオード 1 3 a に流れる電流、およびフォトトランジスタ 1 3 b に流れる電流を減少させることにより、フォトトランジスタ 1 3 b のエミッタと抵抗 3 7 との接続点の電圧を降下させる。

【 0 1 4 0 】

スイッチング制御回路 1 4 a は、該電圧降下を K 端子で受信すると、F E T 7 のスイッチングタイミングを本スイッチング電源装置の出力電力が増加するよう制御することにより、本スイッチング電源装置の出力電圧の低下を抑制する。また、スイッチング制御回路 1 4 a は、制御動作中に + 5 V 端子から + 5 V の電源を出力し、この + 5 V 電源から抵抗 3 4 , 3 5 を介してフォトトランジスタ 1 3 b に電流を供給することにより、前述の出力電圧安定化動作を可能に至らしめている。

【 0 1 4 1 】

また、前記 + 5 V 電源は、スイッチング制御回路 1 4 a の発振周波数制御の用途にも使用されている。トランジスタ 3 8 は、フォトトランジスタ 1 3 b の電流が該トランジスタ 3 8 のエミッタからベースおよび抵抗 3 5 を介して流れることによりオンし、抵抗 3 9 を介してコンデンサ 4 0 を徐々に充電する。

【 0 1 4 2 】

コンデンサ 4 0 の充電電圧は、スイッチング制御回路 1 4 a の C T 端子で検出され、該充電電圧が所定のハイレベルに到達すると、スイッチング制御回路 1 4 a の内部回路の動作により引き抜かれ（放電させられ）、所定のローレベルの電圧に降下すると、該引き抜き動作が停止する。この後、コンデンサ 4 0 は、再度トランジスタ 3 8 および抵抗 3 9 を介して供給される電流により徐々に充電され

、該充電電圧が所定のハイレベルに到達すると、前述したようにスイッチング制御回路 1 4 a の内部回路の動作により放電させられると言う繰り返しにより発振動作が行われる。

【 0 1 4 3 】

フォトトランジスタ 1 3 b のコレクタと負極性電源供給ライン L 4 間に接続された抵抗 3 6 とコンデンサ 4 1 との直列回路は、下記で説明するように本スイッチング電源装置の立ち上げ動作を保証するために設けられている。

【 0 1 4 4 】

即ち、本スイッチング電源装置の立ち上げ動作時において、正極性電源供給ライン L 3 から定電流回路 2 1 を介してコンデンサ 1 7 に電流が供給され、該コンデンサ 1 7 の充電電圧がスイッチング制御回路 1 4 a の動作開始電圧に到達すると、スイッチング制御回路 1 4 a は、動作を開始し、+ 5 V 端子から + 5 V の電圧を出力し、トランジスタ 3 8 のエミッタ、そのベース、抵抗 3 5、および抵抗 3 6 を介してコンデンサ 4 1 を徐々に充電する。

【 0 1 4 5 】

したがって、トランジスタ 3 8 はオンし、抵抗 3 9 を介してコンデンサ 4 0 に電流を供給することにより発振動作が開始され、スイッチング制御回路 1 4 a は該発振動作による発振信号に基づいてスイッチング制御信号を作成し、F E T 7 のゲートに送出することにより、本スイッチング電源装置の電圧出力動作が開始される。

【 0 1 4 6 】

この立ち上げ開始時、本スイッチング電源装置の出力電圧は、零ボルトないしはローレベルであるため、出力電圧検出回路 1 2 は、フォトダイオード 1 3 a に電流を流さず、よって、フォトトランジスタ 1 3 b に電流が流れないため、トランジスタ 3 8 は前述のようにコンデンサ 4 1 の充電電流によりオンし、発振動作が継続される。

【 0 1 4 7 】

この後、本スイッチング電源装置の出力電圧が所定の電圧レベルまで立ち上がり、フォトトランジスタ 1 3 b に電流が流れるようになると、トランジスタ 3 8

は、この電流によりスイッチング制御回路 1 4 a の発振動作を継続することになる。したがって、コンデンサ 4 1 の充電電流により、少なくとも本スイッチング電源装置の出力電圧が所定の電圧レベルまで立ち上がるまでの期間、トランジスタ 3 8 をオンさせる必要があり、コンデンサ 4 1 はこの要件を満たす容量のものが選定採用される。

【 0 1 4 8 】

なお、本実施形態においても、本スイッチング電源装置の立ち上げを保証するため、コンデンサ 1 7 は、前記要件を満たす必要があり、充分大容量のものが選定採用されなければならない。

【 0 1 4 9 】

次に、本スイッチング電源装置の負荷短絡時の動作を説明する。

【 0 1 5 0 】

図 9 は本スイッチング電源装置における過電流保護の動作を説明するための電圧波形図である。図 9 (a) はコンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} の波形、図 9 (b) は本スイッチング電源装置の出力電圧の波形、図 9 (c) はトランス 6 の補助巻線 6 c の電圧の波形を示す。図 9 (d) において、実線にて記載された波形はスイッチング制御回路 1 4 a の + 5 V 端子の電圧の波形を示し、鎖線にて記載された波形は、コンデンサ 4 1 と抵抗 3 6 との接続点の電圧の波形（コンデンサ 4 1 の充電電圧の波形）を示す。

【 0 1 5 1 】

図 9 に示すように、タイミング X 0 以前に示す本スイッチング電源装置の定常動作状態において、フォトトランジスタ 1 3 b に流れる電流により、抵抗 3 5 と抵抗 3 6 との接続点の電圧は、スイッチング制御回路 1 4 a の + 5 V 端子の出力電圧よりも低電圧レベルに維持されており、このため、図 9 (d) の鎖線で示すように、コンデンサ 4 1 も、+ 5 V 端子の出力電圧よりも低い電圧に充電されている。

【 0 1 5 2 】

タイミング X 0 で、本スイッチング電源装置の正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡され、出力電圧が降下すると、出力電圧検出回路 1 2 の制御

動作によりフォトトランジスタ 1 3 b の電流が停止するため、コンデンサ 4 1 の充電電圧は、スイッチング制御回路 1 4 a の + 5 V 端子からトランジスタ 3 8 のエミッタ、そのベース、抵抗 3 5 および抵抗 3 6 を介して供給される充電電流により上昇を開始する。

【 0 1 5 3 】

タイミング X 1 で、コンデンサ 4 1 の充電電圧がスイッチング制御回路 1 4 a の + 5 V 端子の出力電圧のレベルに到達すると、トランジスタ 3 8 のベース電流が流れなくなるため、トランジスタ 3 8 がオフすることにより、抵抗 3 9 とコンデンサ 4 0 との直列回路に電流が供給されなくなり、発振動作が停止し、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が停止する。

【 0 1 5 4 】

なお、前述した各実施形態においては、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} が動作下限電圧に到達するまでスイッチング動作が継続するのに対して、本実施形態においては、動作下限電圧に到達する以前にスイッチング動作を停止するため、後述するように、負荷短絡時におけるスイッチング動作期間 T_{on} が短縮され、この分、スイッチング電源装置の消費電力を低減する。

【 0 1 5 5 】

タイミング X 0 以降、前述したようにトランス 6 の補助巻線 6 c の正極性誘起電圧が下がるため、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} は降下を開始し、タイミング X 1 以降においても、まだスイッチング制御回路 1 4 a が動作電流を消費し、該消費電流が定電流回路 2 1 から供給される電流よりも大きいため、充電電圧 V_{cc} は下降を続けタイミング X 2 で動作下限電圧に到達すると、スイッチング制御回路 1 4 a の動作が停止し、+ 5 V 端子の電圧出力がオフする。

【 0 1 5 6 】

スイッチング制御回路 1 4 a の + 5 V 端子は、スイッチング制御回路 1 4 a の動作停止状態において、内部インピーダンスが低く、コンデンサ 4 1 の充電電圧を、抵抗 3 6, 3 5, 3 4 を介して介して吸い込む動作をする。したがって、タイミング X 2 以後、コンデンサ 4 1 の充電電圧が降下を開始する（図 9 (d) 参照）。

【 0 1 5 7 】

前述したように、スイッチング制御回路 1 4 a の消費電流は動作停止に伴い減少するため、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} は正極性電源供給ライン L 3 から定電流回路 2 1 を介して供給される電流により上昇を開始し、タイミング X 3 で本スイッチング電源装置の動作開始電圧のレベルに到達すると、スイッチング制御回路 1 4 a は動作を開始し、+ 5 V 端子の電圧を引き上げる。

【 0 1 5 8 】

したがって、コンデンサ 4 1 に前述のルートを経由して充電電流が流れ、トランジスタ 3 8 がオンし、発振動作が開始される。これにより、スイッチング制御回路 1 4 a の消費電流が増加するため、コンデンサ 1 7 の充電電流は降下を開始する。

【 0 1 5 9 】

一方、コンデンサ 4 1 の充電電圧は、前述したように、負荷短絡状態においてフォトトランジスタ 1 3 b に電流が流れないため、徐々に充電され、タイミング X 4 でスイッチング制御回路 1 4 a の + 5 V 端子の出力電圧のレベルに到達すると、トランジスタ 3 8 のベース電流が流れなくなるため、トランジスタ 3 8 がオフすることにより、抵抗 3 9 とコンデンサ 4 0 との直列回路に電流が供給されなくなり、発振動作が停止し、本スイッチング電源装置のスイッチング動作が停止する。

【 0 1 6 0 】

前述した各実施形態においては、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} が動作下限電圧に到達するまでスイッチング動作が継続するのに対して、本実施形態においては、前記動作下限電圧に到達する以前にスイッチング動作を停止するため、負荷短絡時におけるスイッチング動作期間 T_{on} が短縮され、この分、スイッチング電源装置の消費電力を低減する。

【 0 1 6 1 】

タイミング X 4 以降、前述したように、トランス 6 の補助巻線 6 c の正極性誘起電圧が低レベルのため、コンデンサ 1 7 の充電電圧 V_{cc} は降下を開始し、タイミング X 4 以降においても、まだスイッチング制御回路 1 4 a が動作電流を消

費し、該消費電流が定電流回路 2 1 から供給される電流よりも大きいため、下降を続け、タイミング X 5 で動作下限電圧に到達すると、スイッチング制御回路 1 4 a の動作が停止し、+ 5 V 端子の電圧出力がオフする。

【0 1 6 2】

+ 5 V 端子は、スイッチング制御回路 1 4 a の動作状態において内部インピーダンスが低く、コンデンサ 4 1 の充電電圧を、抵抗 3 6, 3 5, 3 4 を介して吸い込む動作をする。以後、本スイッチング電源装置の負荷短絡が継続されている限りにおいては、前述のタイミング X 2 ~ X 5 の動作が繰り返される。

【0 1 6 3】

本実施形態においても、前述した各実施形態と同様にタイミング X 2 ~ X 3 の期間が、定電流回路 2 1 により正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧変動の影響を受けないようにしているので、入力される商用交流電圧が高い時の本スイッチング電源装置の消費電力を、商用交流電圧が低い時の消費電力とほぼ同一にすることができ、スイッチング電源装置の破壊に至る虞を低減する。

【0 1 6 4】

この第 6 の実施形態に係るスイッチング電源装置によれば、交流電源入力端子 1, 2 を介して供給される商用交流電圧の変化に関係なく、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧の変化に関係なく、定電流回路 2 1 から常に一定の起動電流がコンデンサ 1 7 に供給されるため、正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間が短絡された状態（負荷短絡）におけるスイッチング動作期間とスイッチング非動作期間との比率が変化しなくなり、これにより、商用交流電圧が高電圧時に、ひいては正極性電源供給ライン L 3 と負極性電源供給ライン L 4 間の電圧が高電圧時に、従来のスイッチング電源装置のように起動用の抵抗 1 5（図 1 0 参照）を介して供給される起動電流が増大すると共に、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞を解消することができる。

【0 1 6 5】

前述した従来のスイッチング電源装置は、負荷短絡状態において、スイッチン

グ非動作期間が入力電圧の変動を受ける特性があり、特に、入力直流電源の電圧が高い時、スイッチング電源装置の消費電力が増大し、スイッチング電源装置が熱破壊に至る虞があったが、この第6の実施形態によるスイッチング電源装置は入力直流電源の電圧が高い時の消費電力を、電圧が低い時の消費電力とほぼ同一に抑制するため、熱破壊に至る虞を軽減することができる。特に、この効果はスイッチング電源装置から電力供給を受ける電子機器の受電端子間に接続されている電源平滑用コンデンサの容量値が大きい用途に顕著に現れる。

【0166】

また、この第6の実施形態によるスイッチング電源装置によれば、負荷短絡時においてフォトカプラ13の電流減少を検出してコンデンサ17の充電電圧 V_c が動作下限電圧に降下する以前にスイッチング動作を停止させる構成の過電流保護システムにおいても本スイッチング電源装置を適用できる。

【0167】

なお、この第6の実施形態によるスイッチング電源装置は、他の実施形態のように電流検出回路を採用した場合と比較して、構成が簡単で製造コストが安くなる。また、スイッチング電源装置の出力ライン上に出力の電圧降下を検出するための抵抗を接続し、この抵抗により出力の電圧降下を検出するように構成されたスイッチング電源装置では、該抵抗による電力損失が発生するが、この第6の実施形態のスイッチング電源装置においては前記電力損失が発生しない。

【0168】

【発明の効果】

以上のように本発明のスイッチング電源装置は、商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間にトランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路が接続され、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を検波整流・平滑化して得た直流電圧を出力する構成を有し、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記主スイッチング素子を制御するスイッチング制御回路に一定の電流を流す定電流回路を備えている。

【0169】

この構成により、前記商用交流電源の交流電圧が変化しても、前記スイッチング制御回路には、前記定電流回路からの一定の電流が流れ、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができ、したがって、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る危険性を防止することができる。

【 0 1 7 0 】

また、本発明のスイッチング電源装置は、商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路が接続され、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流・平滑化回路により検波整流・平滑化し、該検波整流・平滑化して得た直流電圧を、正極性出力端子および負極性出力端子を介して出力する構成を有し、前記正極性出力端子と負極性出力端子間の電圧を検出する出力電圧検出回路と、該出力電圧検出回路からの検出情報に基づいて前記主スイッチング素子のスイッチング動作を制御するスイッチング制御回路と、定常動作時に前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間の出力電圧に概略比例した電圧を誘起する前記トランスの補助巻線の誘起電圧を検波整流・平滑化して前記スイッチング制御回路に動作電源として供給する定常動作電源供給回路を備え、更に、起動時に前記直流電源または前記商用交流電源からの電流を入力して一定電流の起動電流を前記スイッチング制御回路に供給する定電流回路を備えている。

【 0 1 7 1 】

この構成により、前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間に接続された負荷が例えば短絡すると、この短絡状態が前記出力電圧検出回路により検出され、前記スイッチング制御回路の動作が停止し、そして起動時には前記直流電源または前記商用交流電源からの電流が起動電流として前記定電流回路を介して前記スイッチング制御回路に供給される。

【 0 1 7 2 】

したがって、前記商用交流電源の交流電圧が高くなった場合でも、前記スイッ

チング制御回路には前記定電流回路からの一定の電流が流れるので、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができる。これにより、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る危険性を防止することができる。

【 0 1 7 3 】

また、本発明のスイッチング電源装置は、商用交流電源から作成される直流電源に接続される正極性電源供給ラインと負極性電源供給ラインとの間に、トランスの一次巻線と主スイッチング素子とを含む直列回路が接続され、前記主スイッチング素子のスイッチング動作により前記トランスの二次巻線に誘起された高周波電圧を、検波整流・平滑化回路により検波整流・平滑化し、該検波整流・平滑化して得た直流電圧を、正極性出力端子および負極性出力端子を介して出力する構成を有し、前記正極性出力端子と負極性出力端子間の電圧を検出する出力電圧検出回路と、該出力電圧検出回路からの検出情報に基づいて前記主スイッチング素子のスイッチング動作を制御するスイッチング制御回路と、正極性出力ライン上または負極性出力ライン上に備えられ該正極性出力ラインおよび負極性出力ラインに過電流が流れた時に前記出力電圧検出回路の両端を短絡する電流検出回路と、定常動作時に前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間の出力電圧に概略比例した電圧を誘起する前記トランスの補助巻線の誘起電圧を検波整流・平滑化して前記スイッチング制御回路に動作電源として供給する定常動作電源供給回路を備え、更に、起動時に前記直流電源または前記商用交流電源からの電流を入力して一定電流の起動電流を前記スイッチング制御回路に供給する定電流回路を備えている。

【 0 1 7 4 】

この構成により、前記正極性出力端子と前記負極性出力端子間に接続された負荷が例えば短絡すると、前記電流検出回路により、前記出力電圧検出回路の両端が短絡され、この短絡情報が前記スイッチング制御回路に伝送され、前記スイッチング制御回路の動作が停止する。そして、起動時には前記直流電源または前記商用交流電源からの電流が起動電流として前記定電流回路を介して前記スイッ

ング制御回路に供給される。

【 0 1 7 5 】

したがって、前記商用交流電源の交流電圧が高くなった場合でも、前記スイッチング制御回路には前記定電流回路からの一定の電流が流れるので、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができる。これにより、商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても、熱破壊に至る危険性を防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 2】 本発明の第 2 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 3】 本発明の第 3 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 4】 本発明の第 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 5】 本発明の第 5 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 6】 本発明の第 6 の実施形態に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【図 7】 本発明の第 4 の実施形態に係るスイッチング電源装置の動作を説明するための電圧波形図である。

【図 8】 本発明の第 5 の実施形態に係るスイッチング電源装置の動作を説明するための電圧波形図である。

【図 9】 本発明の第 6 の実施形態に係るスイッチング電源装置における過電流保護の動作を説明するための電圧波形図である。

【図 1 0】 従来のスイッチング電源装置の回路図である。

【図 1 1】 従来のスイッチング電源装置の立ち上げ時の動作を説明するため

の電圧波形図である。

【図 1 2】 従来のスイッチング電源装置における過電流保護の動作を説明するための電圧波形図である。

【符号の説明】

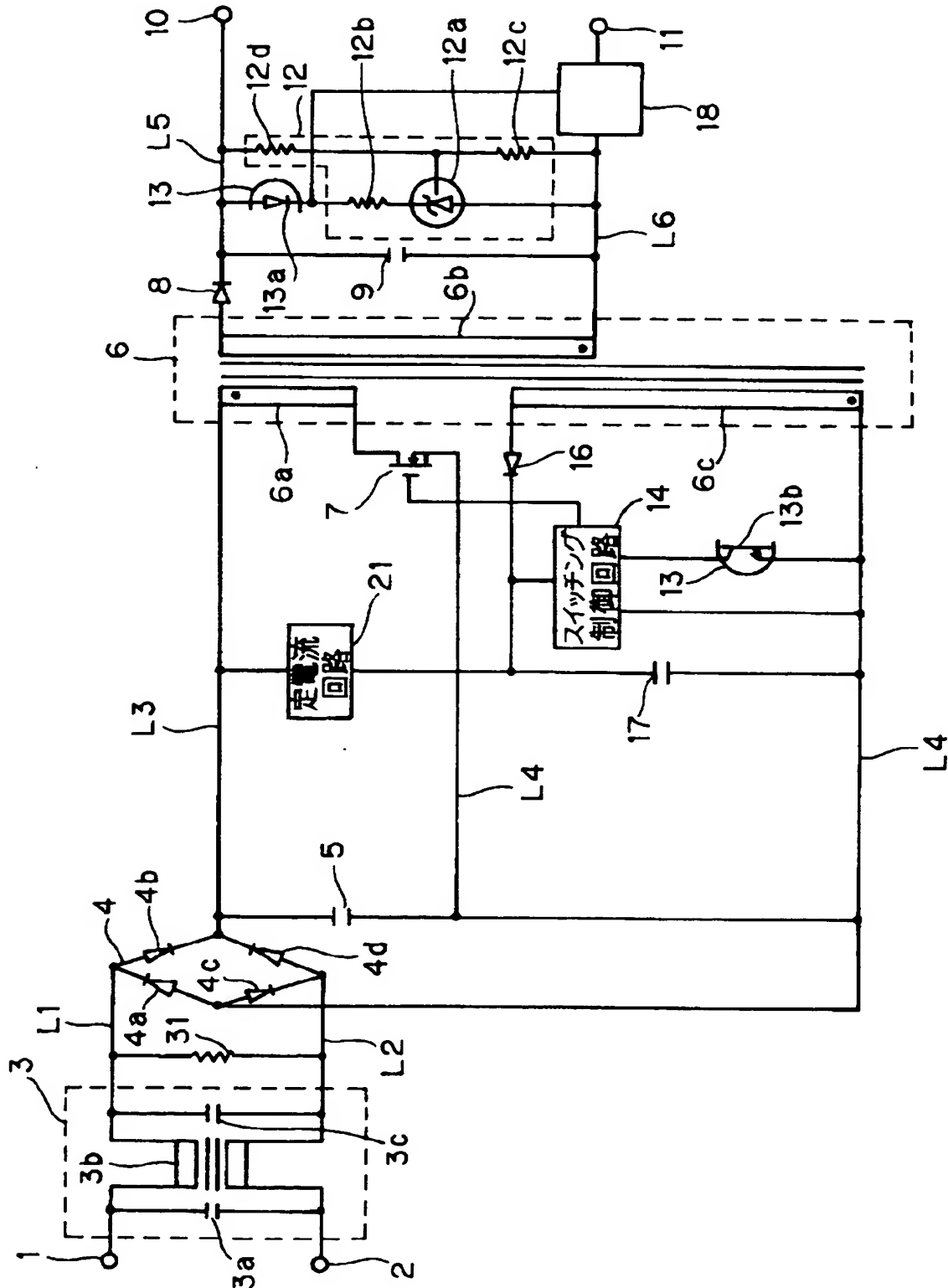
- 4 ブリッジ整流回路
- 6 トランス
- 6 a 一次巻線
- 6 b 二次巻線
- 6 c 補助巻線
- 7 F E T（主スイッチング素子）
- 8 ダイオード（検波整流・平滑化回路に含む）
- 9 コンデンサ（検波整流・平滑化回路に含む）
- 1 0 正極性出力端子
- 1 1 負極性出力端子
- 1 2 電圧検出回路
- 1 3 フォトカプラ
- 1 3 a フォトダイオード
- 1 3 b フォトトランジスタ
- 1 4, 1 4 a スwitching制御回路
- 1 6 ダイオード（定常動作電源供給回路に含む）
- 2 1, 2 1 a, 2 1 b, 2 1 c 定電流回路
- 2 2, 2 2 a, 2 2 b, 2 4 抵抗
- 2 3 ツェナーダイオード
- 2 9 発振周波数変化回路
- 3 0 逆流防止用ダイオード
- 3 1 a, 3 1 b 放電抵抗
- 3 2 コンデンサ
- L 3 正極性電源供給ライン
- L 4 負極性電源供給ライン

L 5 正極性出力ライン

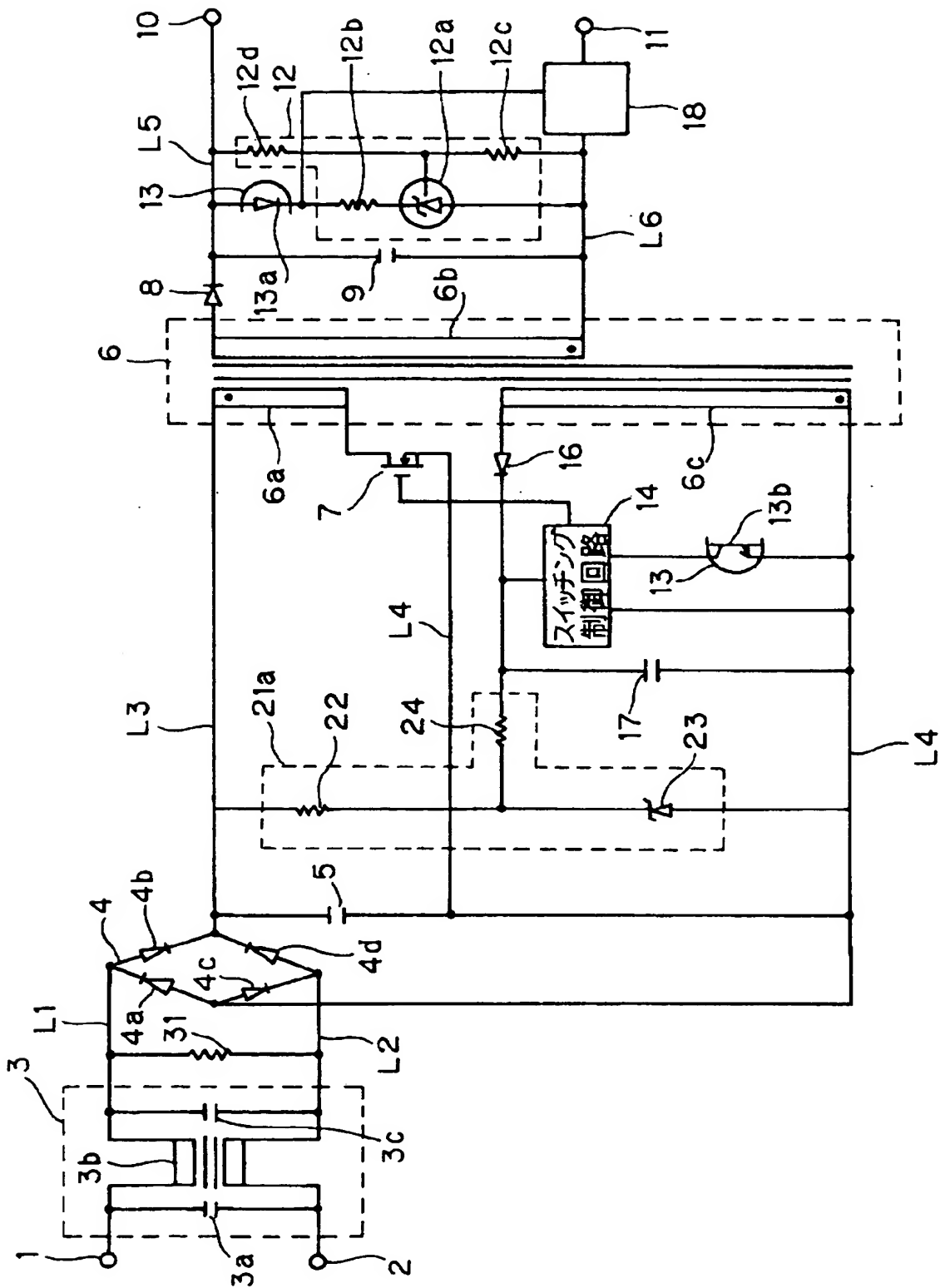
L 6 負極性出力ライン

【書類名】 図面

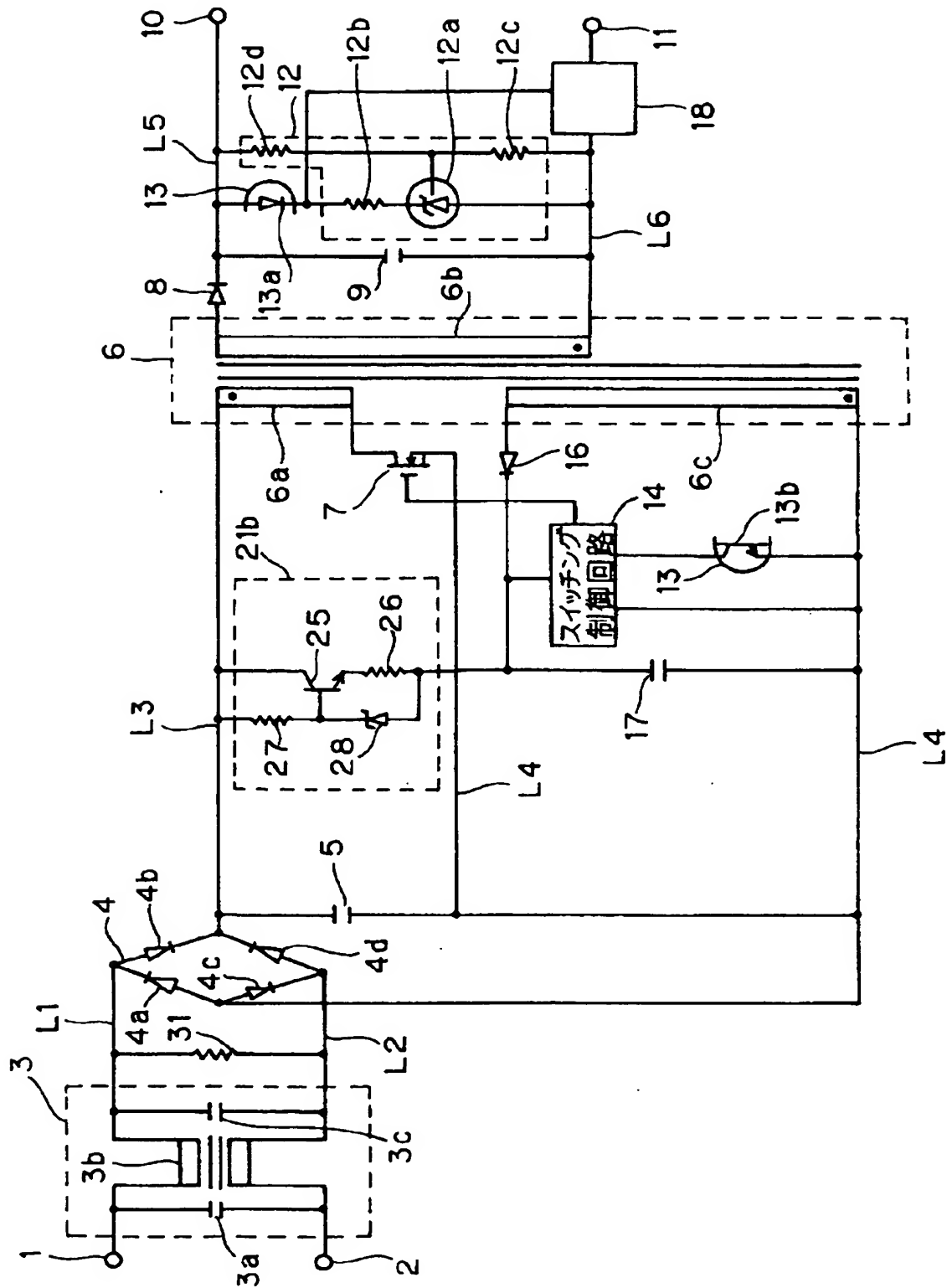
【図 1】



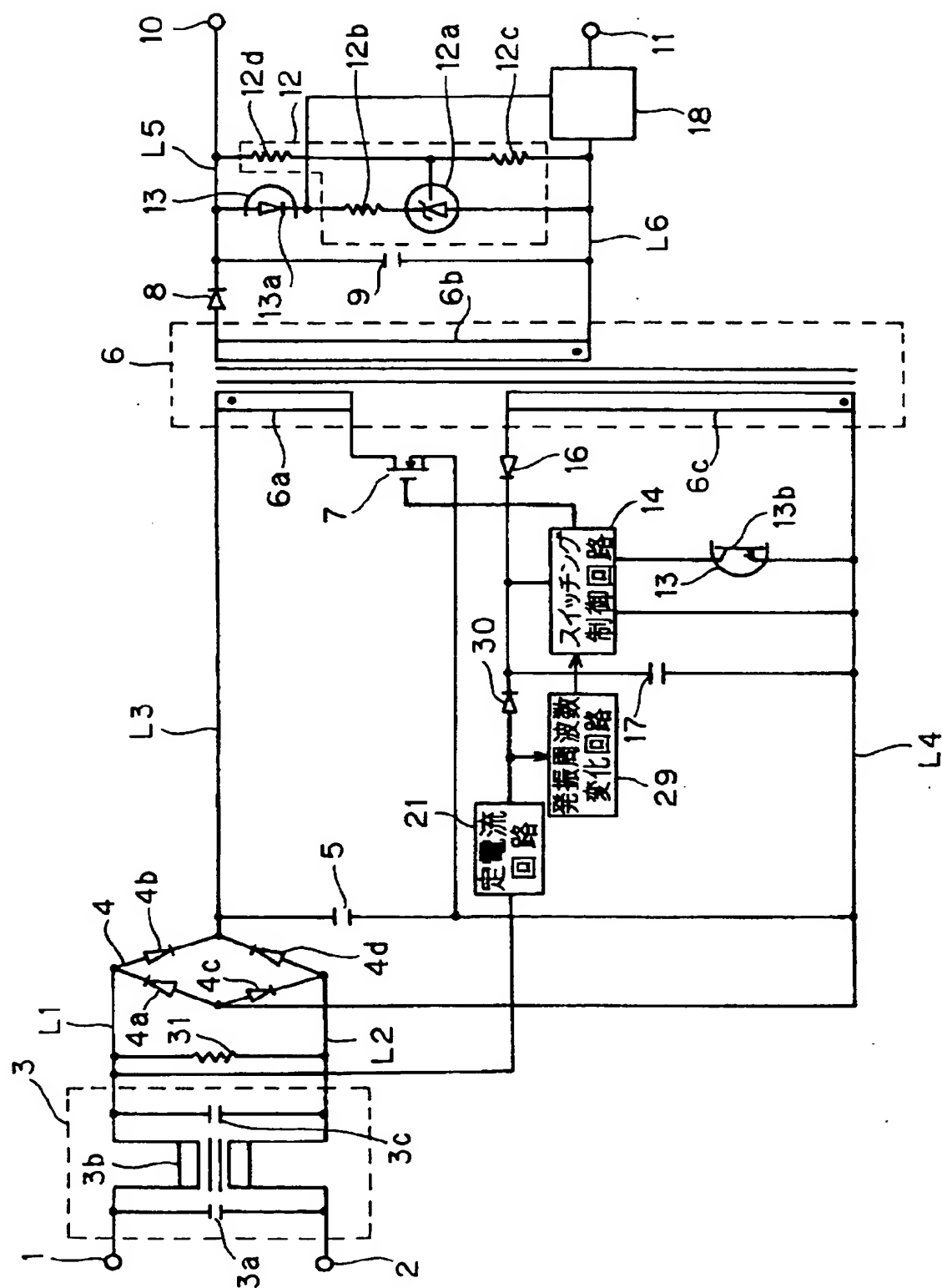
【図2】



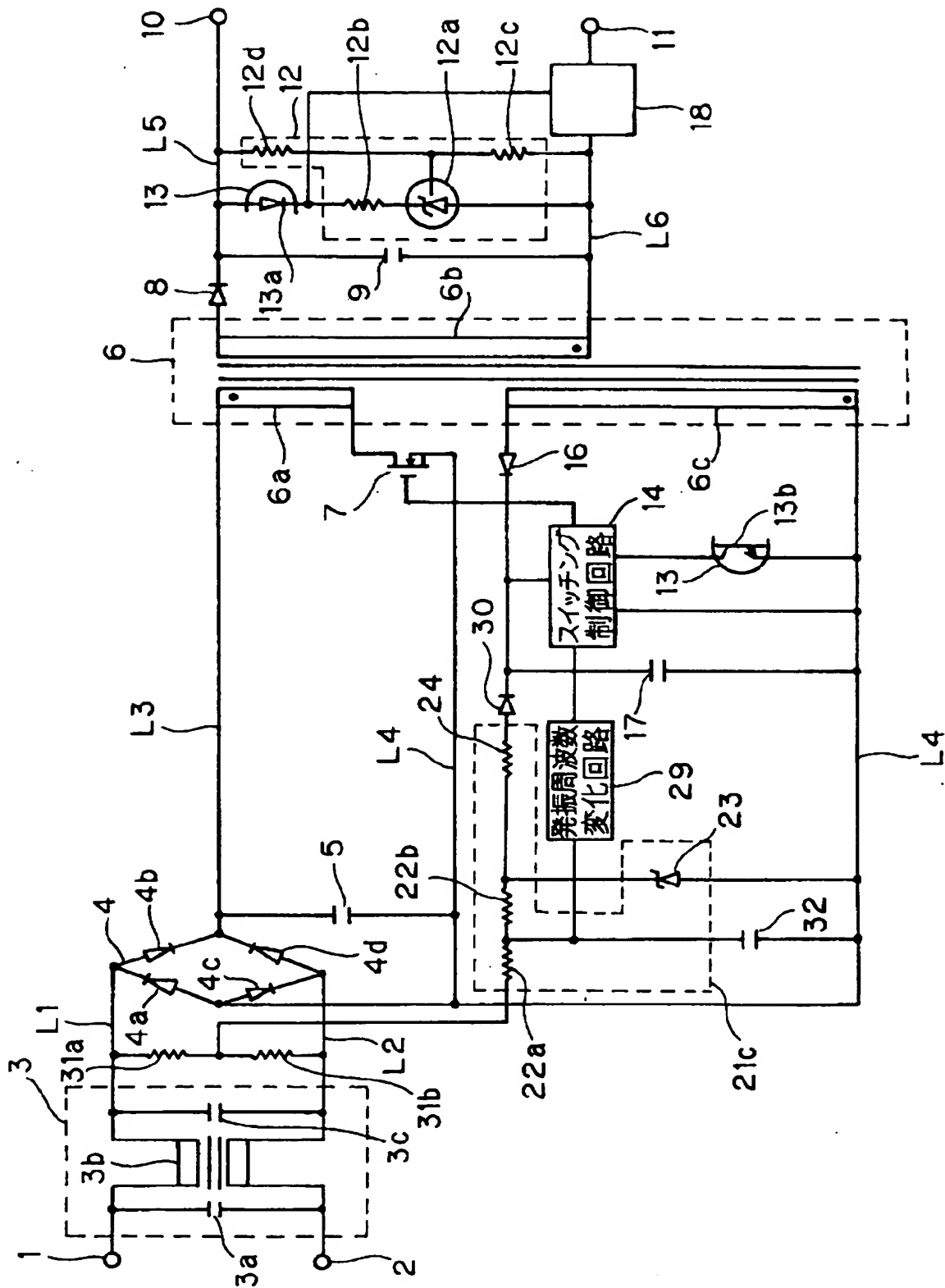
【図 3】



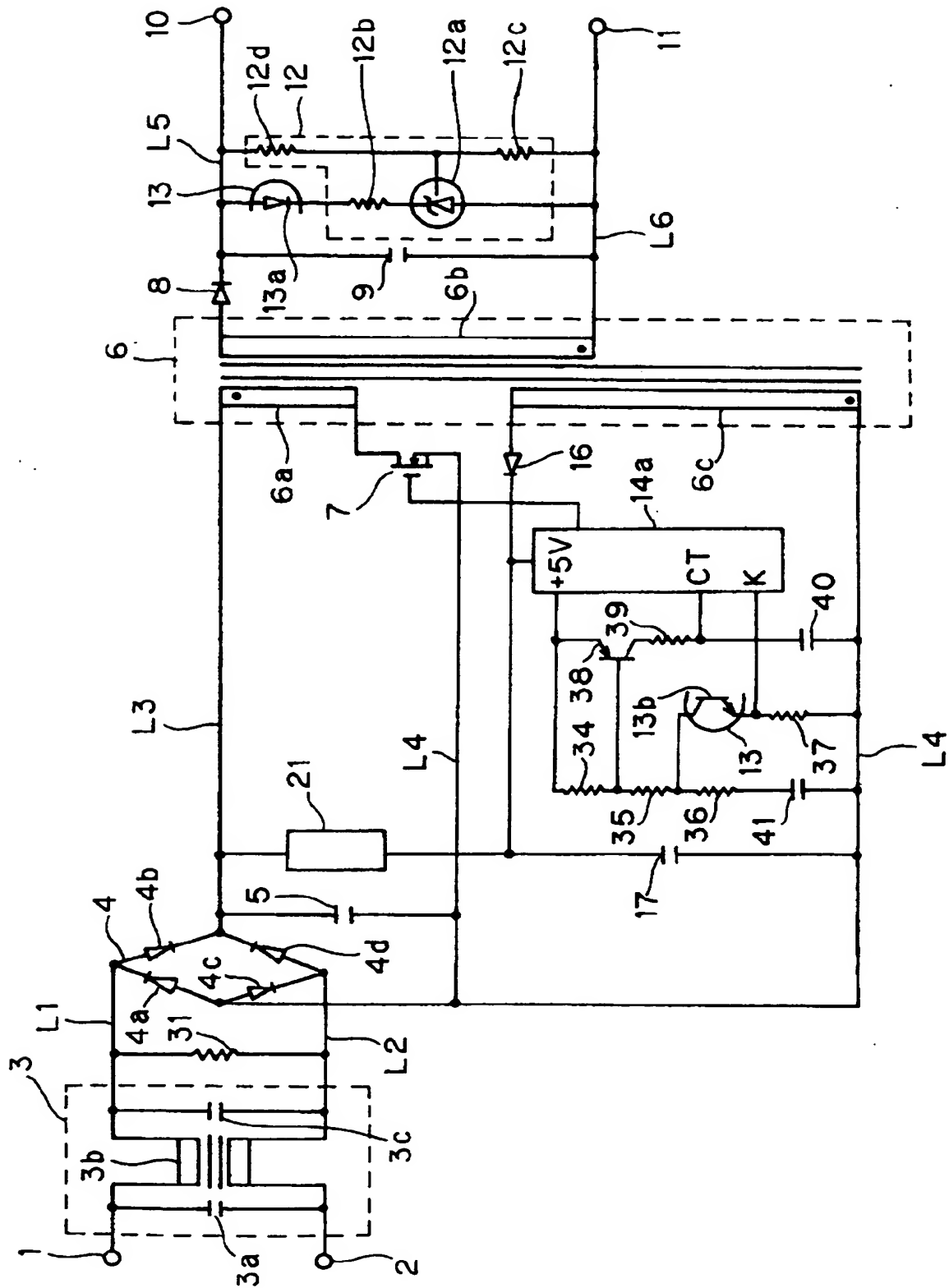
【図 4】



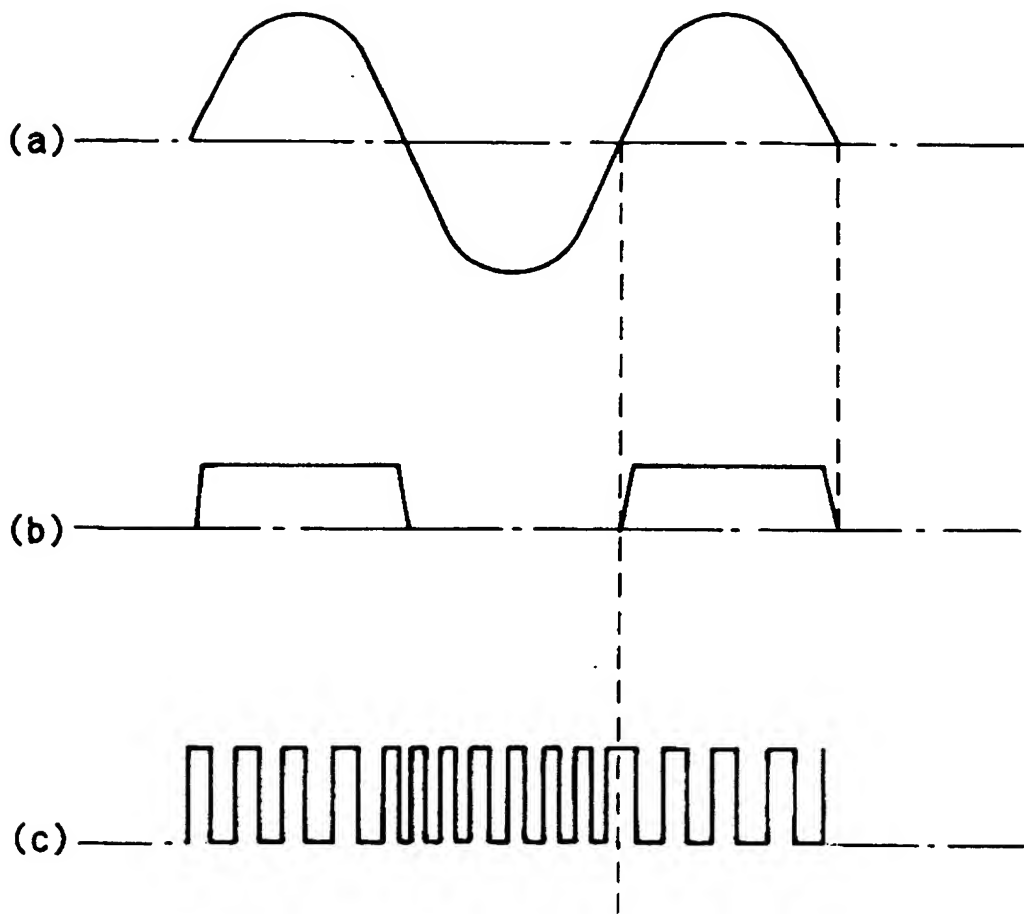
【図 5】



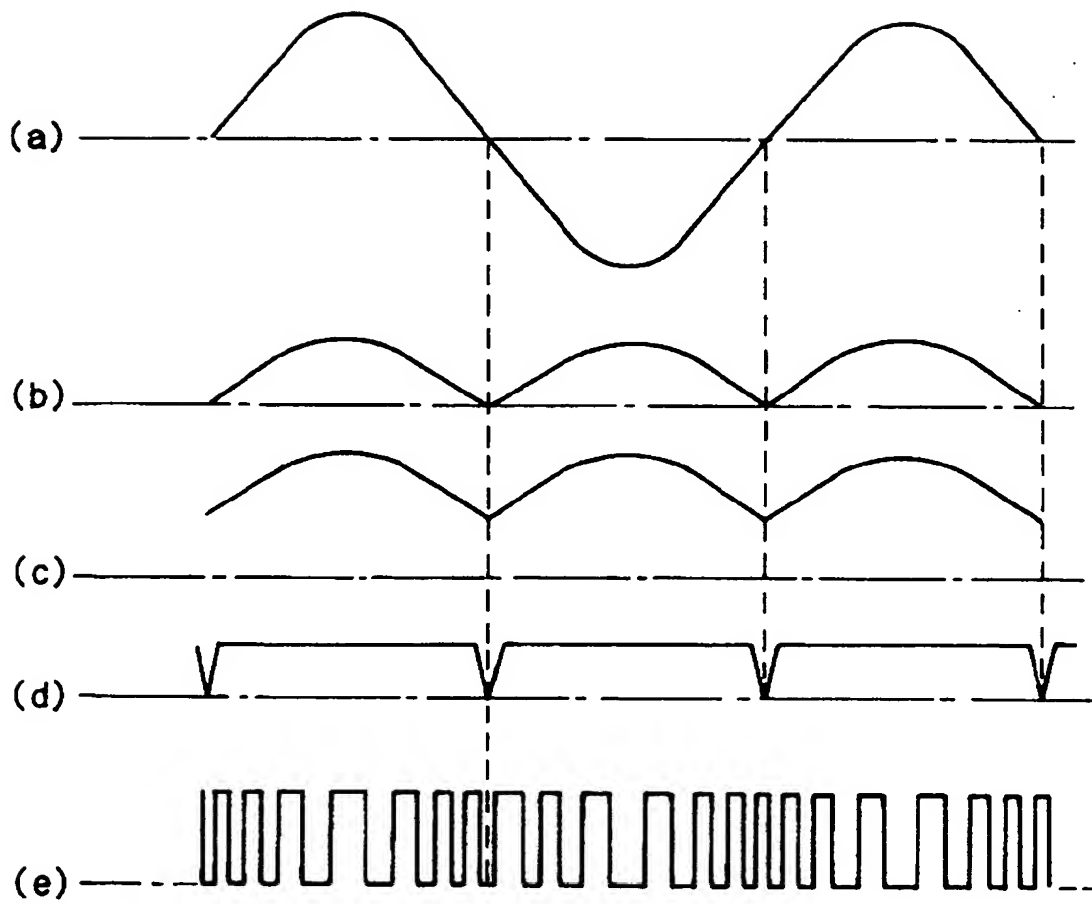
【図 6】



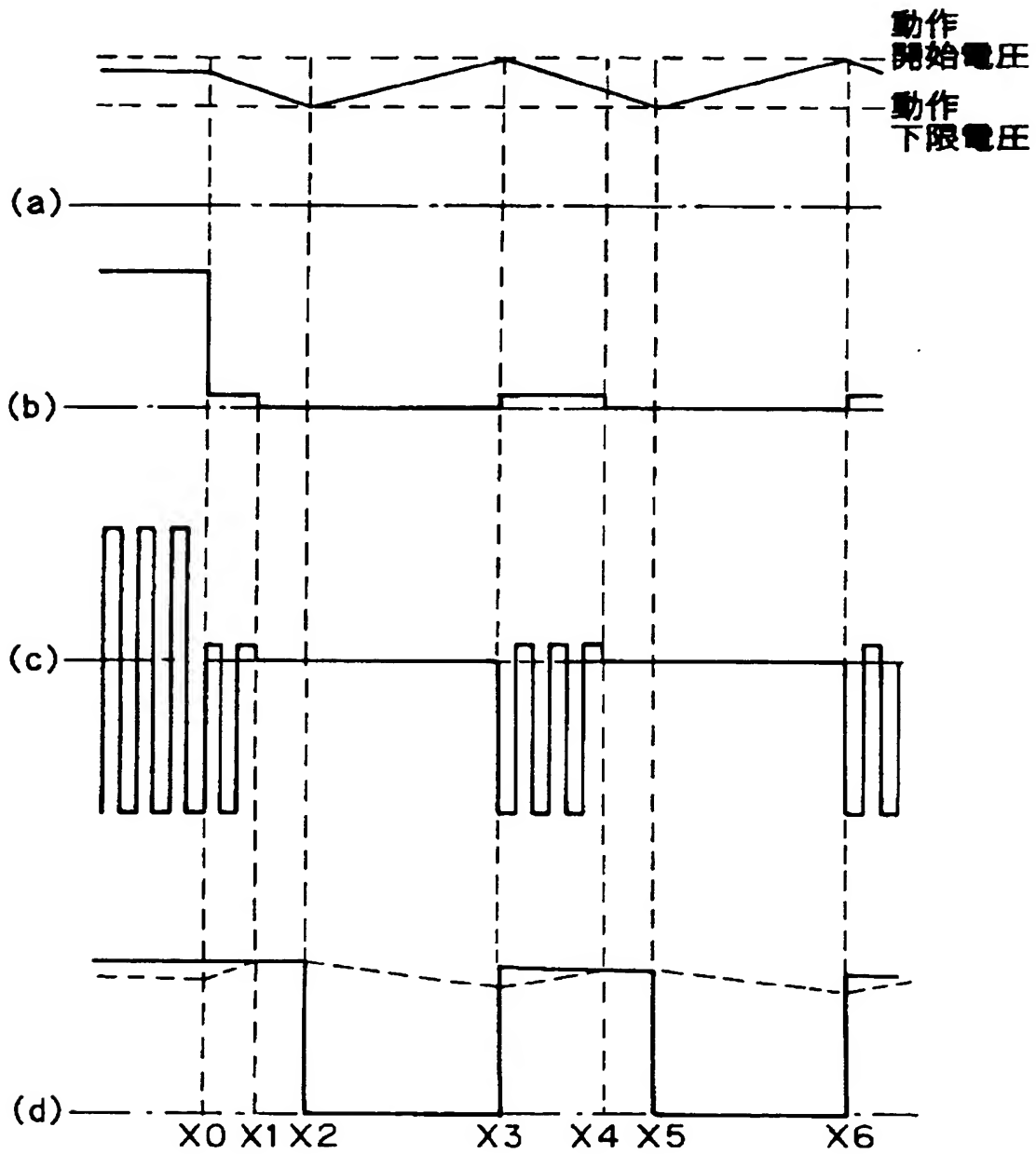
【图 7】



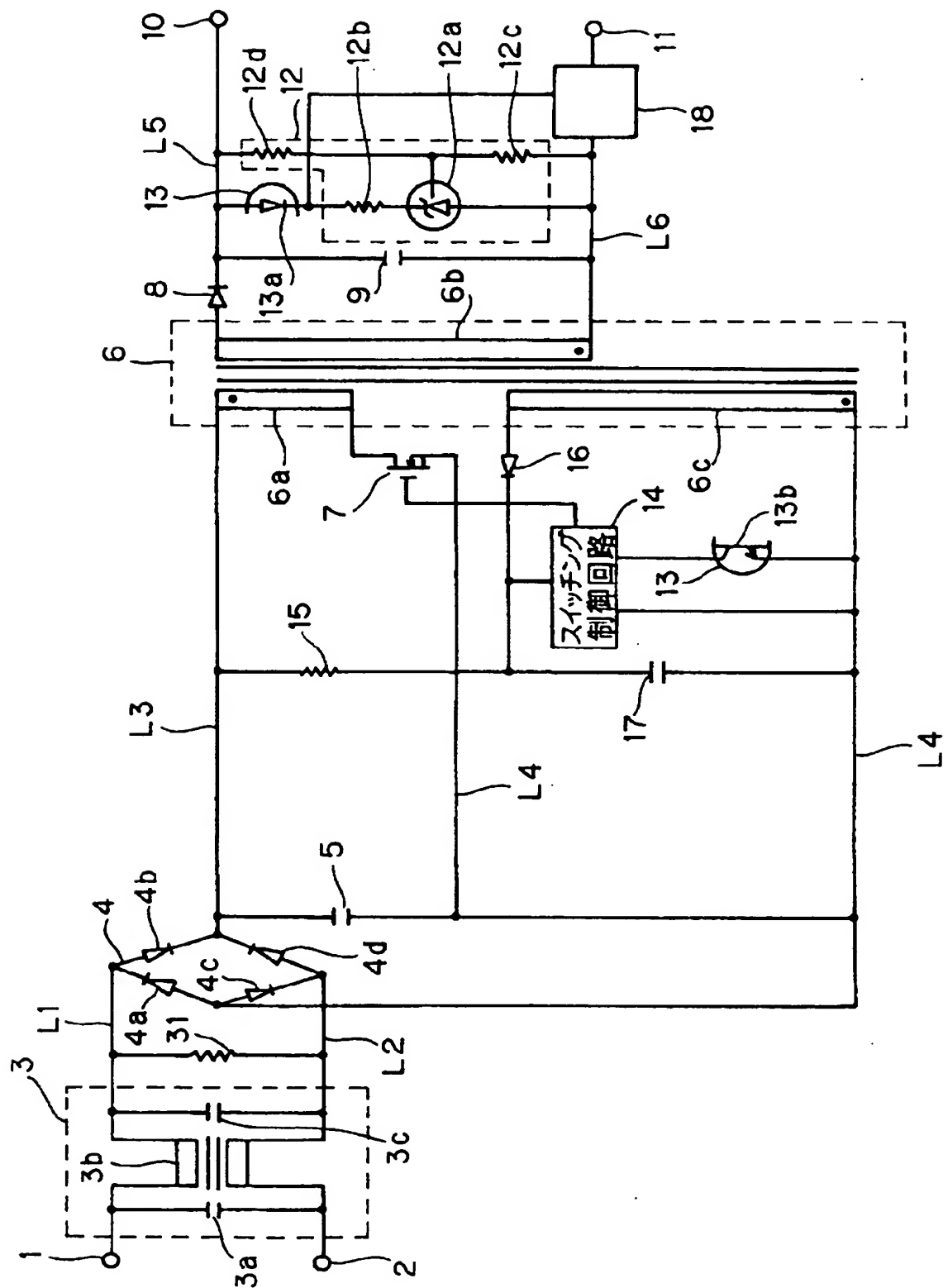
【図 8】



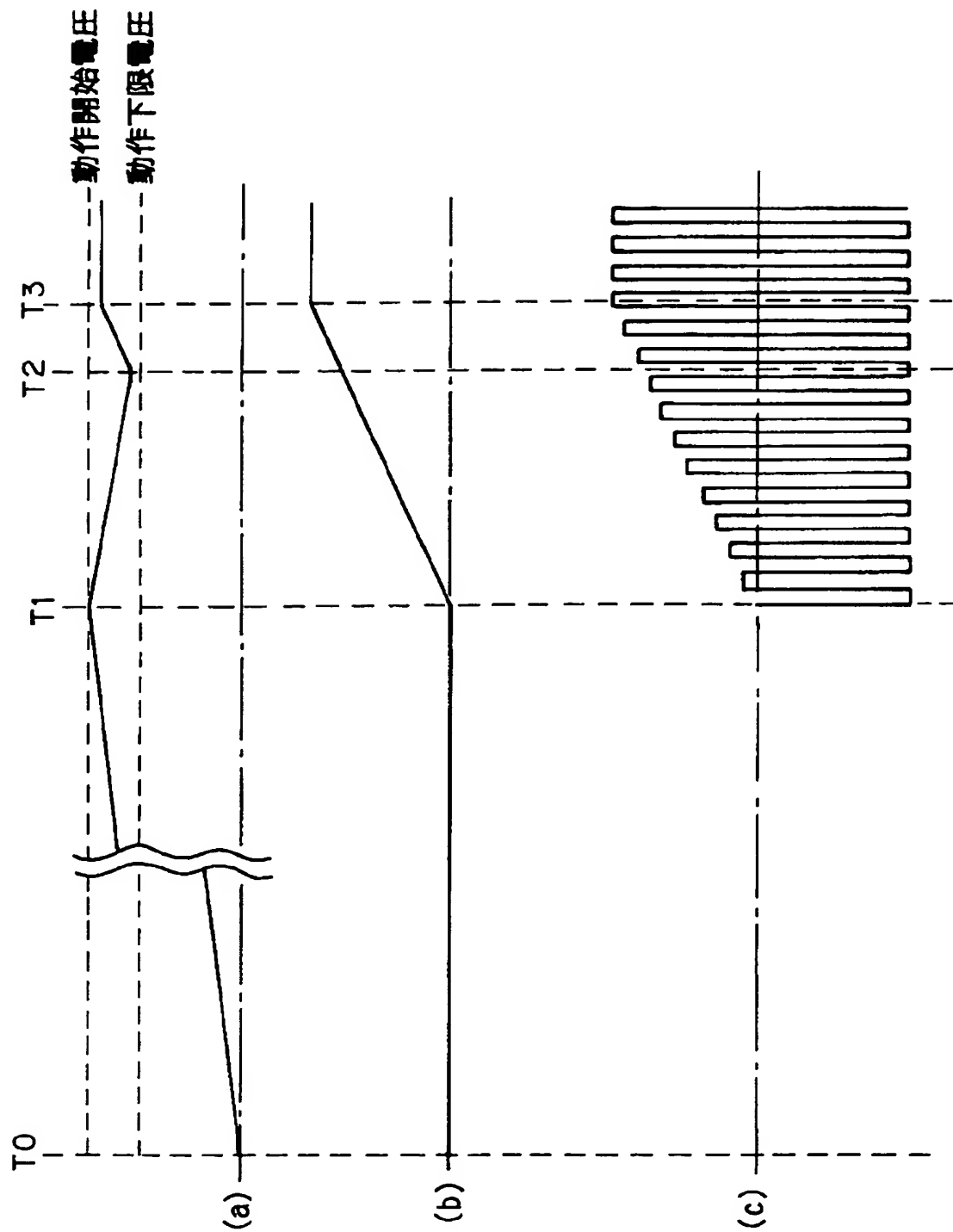
【図9】



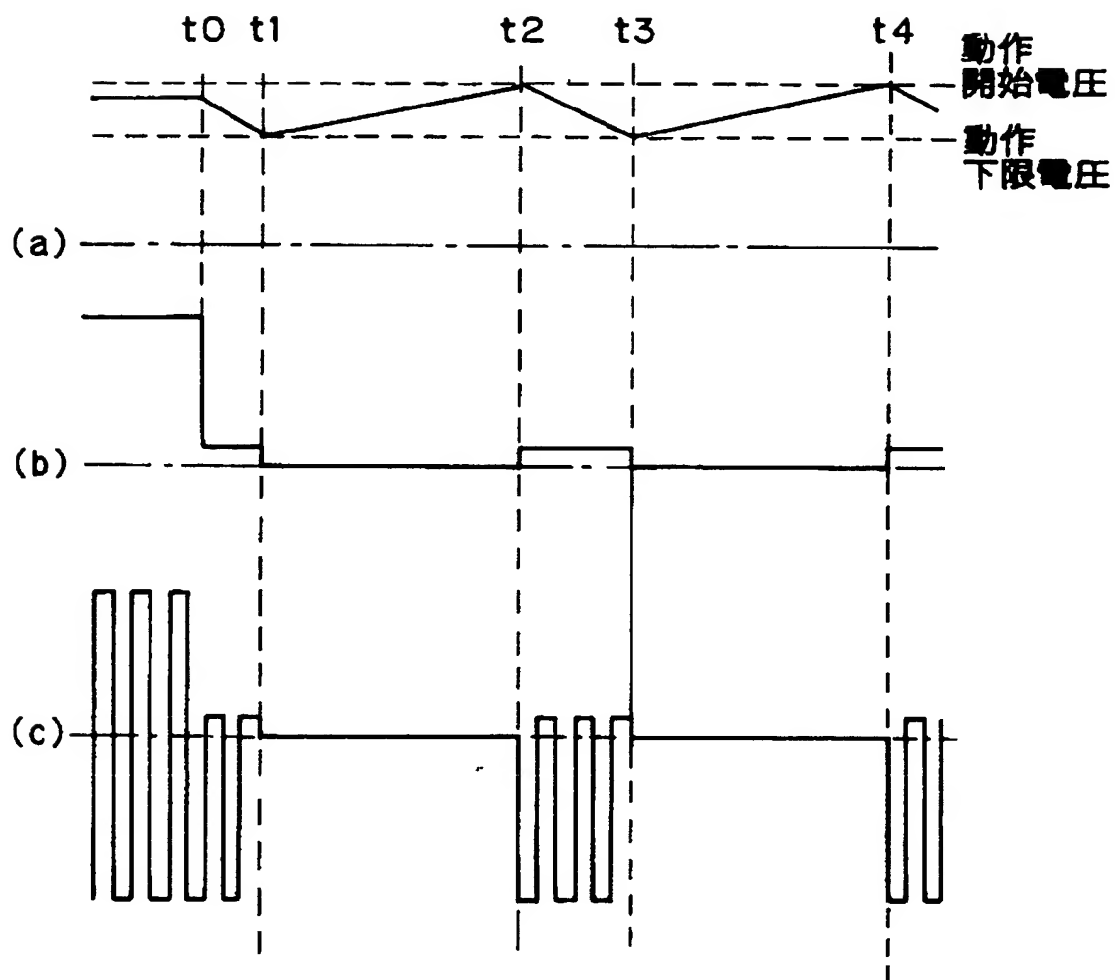
【図10】



【図 11】



【図 1 2】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 商用交流電源からの入力電圧が高い場合において、負荷短絡状態が長期に渡り継続されても熱破壊に至る虞のないスイッチング電源装置を提供する。

【解決手段】 正極性出力端子 1 0 と負極性出力端子 1 1 間に接続された負荷が短絡すると、この短絡状態が出力電圧検出回路 1 2 により検出され、スイッチング制御回路の動作が停止する。そして起動時にはブリッジ整流回路 4 からの電流が起動電流として定電流回路 2 1 を介してスイッチング制御回路 1 4 に供給される。したがって、商用交流電源の交流電圧が高くなった場合でも、スイッチング制御回路 1 4 には一定の電流が流れるので、負荷短絡状態において、前記商用交流電源からの入力電圧が高い時の消費電力を、該入力電圧が低い時に近似させることができる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 0 4 9]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 9 日
[変更理由] 新規登録
住 所 大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号
氏 名 シャープ株式会社